

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR CC-CA
PARA UPS DE PEQUENA POTÊNCIA

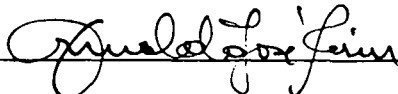
DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA
CATARINA PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

FÁBIO ALEXANDRE DE SOUZA


FLORIANÓPOLIS, DEZEMBRO DE 1994

ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR CC-CA**PARA UPS DE PEQUENA POTÊNCIA****FÁBIO ALEXANDRE DE SOUZA**

Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de Mestre em Engenharia, especialidade Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

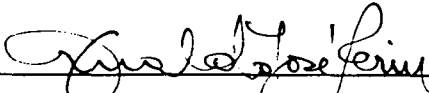


Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

ORIENTADOR

Prof. Ênio Valmor Kassick, Dr. Ing.

Coordenador do curso de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica

BANCA EXAMINADORA

Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. Fernando L. M. Antunes, Ph.D.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

"Há homens que lutam um dia e são bons. Há outros que lutam um ano e são melhores. Há os que lutam muitos anos e são muito bons. Porém, há os que lutam a vida toda. Estes são os imprescindíveis".

Bertold Brecht

À minha mãe, por tudo.

À Lis, pelo futuro.

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar ao sofrido povo brasileiro, que com seu trabalho financiou toda minha formação.

Ao professor Arnaldo José Perin, mais que um orientador um amigo, por sua extrema dedicação e competência ao longo deste trabalho.

Aos demais professores do INEPE (LAMEP), por minha formação teórica.

Ao professor Fernando Antunes, pelas sugestões e contribuições ao trabalho final.

Aos funcionários, Coelho, Pacheco, Adenir, Diógenes, Rosângela e Salomé, pela educação e atenção sempre dispensadas.

Aos engenheiros Paulo Gaidzinski e Peter Mantovanelli pelo apoio e sugestões.

Aos amigos, Elias Andrade, Elias Teodoro, Elizete Lourenço, Fernando Castaldo, Gilberto Valentim, Geraldo Mondardo, Ivan Eidt, Newton da Silva, Odilon Tortelli, Pedro Armando, Rene Torrico, Samir Ahmad Mussa e Wadaed Uturbey pela convivência e companheirismo ao longo destes dois anos.

Ao amigo Nelson Jhoe Batistela, pelas inúmeras conversas e discussões, que engrandeceram meu trabalho e minha pessoa.

Aos doutorandos, pela amizade.

Finalmente, aos professores Dinarte Américo Borba e Márcio Cherem Schneider, pela confiança.

SUMÁRIO

RESUMO	ix
ABSTRACT	x
SIMBOLOGIA	xi
INTRODUÇÃO GERAL	xv
CAPÍTULO 1 - CONVERSORES CC-CA UTILIZADOS EM UPS	
1.1 - Introdução	1
1.2 - Estruturas básicas dos sistemas UPS	1
1.3 - Estruturas utilizadas no estágio inversor	3
1.4 - Conclusões	9
CAPÍTULO 2 - ESTUDO DO CONVERSOR PROPOSTO	
2.1 - Introdução	10
2.2 - Conversor proposto	10
2.3 - Análise qualitativa e quantitativa	11
2.3.1 - Considerações iniciais	11
2.3.2 - Etapas de funcionamento	11
2.3.3 - Principais formas de onda	13
2.3.4 - Obtenção das características externas do conversor	14
2.4 - Metodologia e critérios de projeto	19
2.4.1 - Especificações técnicas	19
2.4.2 - Cálculo dos esforços de tensão e corrente nos componentes	20
2.4.3 - Equações para projeto do filtro de saída	26
2.4.4 - Projeto do transformador	29
2.4.5 - Projeto do indutor	31
2.4.6 - Considerações sobre o comando e o controle do conversor	32
2.5 - Exemplos de projeto	33
2.6 - Conclusões	38

CAPÍTULO 3 - ESTUDO DAS ESTRATÉGIAS DE COMANDO E CONTROLE

3.1 - Introdução	39	
3.2 - Análise da lógica de comando	39	
3.3 - Propostas para o circuito de controle	41	
3.4 - Modulação utilizando histerese variável	44	
3.4.1 - Função de transferência do controlador	45	
3.4.2 - Função descritiva do comparador com histerese	46	
3.4.3 - Função de transferência do filtro mais carga	47	
3.4.4 - Equações para o cálculo dos parâmetros do controlador	48	
3.4.5 - Variação da faixa de histerese	48	48
3.5 - Metodologia de projeto para o circuito de modulação e controle	49	49
3.5.1 - Especificações	49	
3.5.2 - Projeto do filtro de saída	50	
3.5.3 - Projeto do estágio de controle	50	50
3.6 - Resultados de simulação	53	
3.7 - Conclusões	59	

CAPÍTULO 4 - EXPERIMENTAÇÃO

4.1 - Introdução	60
4.2 - Projeto do estágio de potência	60
4.2.1 - Especificações técnicas	60
4.2.2 - Cálculo dos esforços de tensão e corrente nos componentes	61
4.2.3 - Cálculo do filtro LC de saída	65
4.2.3.1 - Cálculo do indutor	65
4.2.3.2 - Cálculo do capacitor	66
4.2.4 - Projeto do transformador	66
4.2.5 - Projeto do indutor	69
4.2.6 - Especificação de componentes	70

4.3 - Circuitos lógicos de comando	72
4.3.1 - Circuito gerador de phase-shift	72
4.3.2 - Circuito gerador de tempo morto	74
4.3.3 - Circuito gerador de superposição	75
4.3.4 - Circuito driver dos mosfets	77
4.4 - Operação sem modulação	78
4.5 - Novo protótipo implementado	88
4.6 - Circuito de controle	93
4.6.1 - Projeto do circuito de controle	94
4.6.2 - Resultados obtidos com modulação	95
4.7-Conclusões	98
CONCLUSÃO GERAL	99
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	100

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo e implementação de um conversor CC-CA cuja principal característica é a utilização de um transformador de alta frequência.

O conversor é composto de um estágio inversor e outro estágio cicloconversor, ambos operando com frequência e razão cíclica constantes. A regulação da tensão da saída é feita através da defasagem entre o comando destes dois estágios.

O estudo aqui realizado visa a aplicação deste conversor em sistemas UPS de pequena potência, em função da redução de volume obtida devido à operação em alta frequência.

É apresentada uma análise teórica do conversor e também resultados experimentais que comprovam o princípio de funcionamento por defasagem.

ABSTRACT

This work presents the study and implementation of a DC-AC converter which principal characteristic is the utilization of a high frequency transformer.

The converter is made up of one inverter stage and one cicloconverter stage, both operating with fixed frequency and duty cycle. The output voltage control is made by the phase difference between this two stages.

The converter is suitable for small UPS systems and the study and analysis aim this application.

In addition to the theoretical analysis, experimental results are obtained in a prototype to validate the principle of operation of the converter.

SIMBOLOGIA

A_{CL} = Amplitude da senóide do ciclo limite

A_e = área da seção magnética

A_p = Produto de área

A_w = Área da janela do núcleo

C = capacitância do filtro de saída

C_0 = Capacitor de saída

Δ = Profundidade de penetração da corrente devido ao efeito skin

$\Delta B_{\text{máx}}$ = Excursão da densidade de fluxo máxima

Δi_L = Ondulação de corrente no indutor

Δi_L = Ondulação de corrente no indutor refletida ao primário

Δt = Intervalo de tempo da defasagem D

D = Defasagem entre os comandos do inversor e cicloconversor

D_1 = diodo 1

D_{31} = Diodo 1 do interruptor 3

D_{41} = Diodo 1 do interruptor 4

D_2 = Diodo 2

D_{32} = Diodo 2 do interruptor 3

D_{42} = Diodo 2 do interruptor 4

D_3 = diodo 3

D_{33} = Diodo 3 do interruptor 3

D_{43} = Diodo 3 do interruptor 4

D_4 = Diodo 4

D_{34} = Diodo 4 do interruptor 3

D_{44} = Diodo 4 do interruptor 4

E = Tensão de entrada

E_1, E_2 = Baterias

E_0 = Tensão média instantânea de saída

E'_0 = Tensão na saída para fluxo reverso de potência

e_0 = tensão instantânea no capacitor

ϕ_1 = Defasagem da componente harmônica fundamental da tensão de saída

$\phi_{\text{máx}}$ = Diâmetro máximo do condutor

$F(S)$ = Função de transferência

f_{AB} = frequência da tensão V_{AB}

f_0 = Frequência de saída

f_s = frequência de comutação

f_t = frequência de operação do transformador

H = Faixa de histerese

I_{pk} = Corrente de pico de saída

I_L = Corrente de saída

$I_{Di_{ef}}$ = Corrente eficaz no diodo i

$I_{Si_{ef}}$ = Corrente eficaz no interruptor i

I_{TR} = Corrente magnetizante do transformador

$I'_{máx}$ = Corrente máxima de saída refletida ao primário

$I_{Di_{pk}}$ = Corrente máxima no diodo i

$I_{Si_{pk}}$ = Corrente máxima no interruptor i

I_0 = Corrente média instantânea de saída

$I_{Di_{md}}$ = Corrente média no diodo i

$I_{Si_{md}}$ = Corrente média no interruptor i

I_1 = Corrente no enrolamento primário do transformador

I_2 = Corrente no enrolamento secundário do transformador

i_L = Corrente instantânea no indutor

$J_{máx}$ = Densidade máxima de corrente

K = Ganho da malha de realimentação

K_p = Ganho do controlador

k_t = Fator de topologia

k_w = Fator de utilização da janela do núcleo

k_p = Fator de utilização do primário

L = indutância do filtro de saída

L_0 = Indutor de saída

η = Rendimento

N = Função descritiva

N_1 = Enrolamento primário do transformador

N_2 = Enrolamento secundário do transformador

n = Relação de transformação do transformador

P_{in} = Potência de entrada

P_0 = Potência de saída

ζ = Coeficiente de amortecimento

R = Resistência de carga

R_0 = Resistor de carga

r = Resistência do circuito equivalente do conversor

S_1 = Interruptor 1

S_2 = Interruptor 2

S_3 = Interruptor 3

S_4 = interruptor 4

S_{20AWG} = Seção do condutor de bitola 20AWG

T_d = Constante de tempo do controlador

T_s = Período de comutação

V_{AB} = Tensão na entrada do filtro

$V_{Di_{pk}}$ = Tensão máxima no diodo i

V_{g1} = Sinal de gate do interruptor 1

V_{g2} = Sinal de gate do interruptor 2

V_{g3} = Sinal de gate do interruptor 3

V_{g4} = Sinal de gate do interruptor 4

$V_{Si_{pk}}$ = Tensão máxima no interruptor i

$V_{S(1)_{ef}}$ = Valor eficaz da componente fundamental da tensão de saída

V_{TR} = Tensão no transformador

ω = Frequência angular

ω_n = Frequência de ressonância

X = Vetor de estado

INTRODUÇÃO GERAL

Em sistemas de fornecimento ininterrupto de energia(UPS), o papel do estágio inversor é fornecer uma tensão de saída regulada e da baixa distorção harmônica.

Embora existam várias maneiras de se realizar a regulação da tensão de saída destes sistemas, vários estudos têm sido realizados no que diz respeito à topologia dos circuitos inversores utilizados.

Basicamente pode-se dizer que o estudo dos inversores está dividido entre o estudo da topologia propriamente dita e o estudo de novas técnicas de controle da tensão de saída, buscando melhorar a qualidade da tensão fornecida à carga. Espera-se que estas técnicas de controle sejam aplicáveis a qualquer inversor e qualquer tipo de carga .

Já o estudo de novas topologias busca principalmente a redução do volume destes equipamentos, tendo em vista o grande crescimento da produção de equipamentos de pequena potência, que, em escritórios ou mesmo residências, têm a função de alimentar equipamentos eletrônicos de baixo consumo, como FAX, Microcomputadores e outros.

Neste trabalho é realizado o estudo de um conversor CC-CA proposto na literatura e que possui características que indicam a sua aplicação em sistemas UPS de pequena potência, como os citados anteriormente. A principal característica deste conversor é a redução de volume, conseguida com o uso de um transformador de alta frequência e a operação por defasagem entre o comando dos interruptores que formam um estágio inversor no primário do transformador e o comando dos interruptores que estão no secundário do transformador, formando um estágio cicloconversor.

Pretende-se, neste trabalho realizar um estudo teórico do conversor e desenvolver uma metodologia de projeto que facilite o dimensionamento dos componentes utilizados.

A partir desta metodologia de projeto, será implementado em laboratório um protótipo do conversor. Este protótipo permitirá, então, obter-se informações sobre o funcionamento do conversor, suas limitações e possíveis problemas que não apareçam na análise teórica realizada.

Visando comprovar o princípio de funcionamento do conversor, será aplicada uma técnica de controle e modulação disponível e que se adapte a esta topologia, a fim de se obter uma tensão de saída senoidal.

No capítulo 1 é apresentada uma revisão da literatura disponível, mostrando-se as topologias de inversores mais utilizadas e novas propostas de inversores para UPS.

Esta revisão direciona a escolha do conversor a ser estudado neste trabalho.

No capítulo 2 é realizado um estudo teórico do conversor, descrevendo-se suas etapas de funcionamento e obtendo-se suas características externas.

Neste capítulo é também desenvolvida uma metodologia de projeto do conversor, a partir do estudo das topologias possíveis para os estágios inversor e cicloconversor que compõe o conversor.

O capítulo 3 apresenta-se alguns tipos de modulação e controle que podem ser empregados neste conversor. Destes, um é escolhido para ser apresentado mais detalhadamente, em função da disponibilidade e condições de implementação.

No capítulo 4, apresenta-se o estudo experimental do conversor, que servirá para se verificar o funcionamento real do mesmo.

O estudo experimental realizado procura determinar problemas práticos e limitações do conversor, que não aparecem na análise teórica(idealizada), realizada anteriormente, e propor soluções para estes problemas.

Finalmente, uma técnica de modulação e controle é empregada, mostrando o funcionamento do conversor com modulação e verificando a regulação da tensão de saída por defasagem.

CAPÍTULO 1

CONVERSORES CC-CA UTILIZADOS EM UPS

1.1- INTRODUÇÃO

Existem diversas topologias de conversores CC-CA que podem ser utilizadas em sistemas de fornecimento ininterrupto de energia. A escolha do conversor depende de fatores econômicos e tecnológicos, entre outros. Dependendo das características do sistema, um ou outro conversor se mostra mais atrativo. Portanto, torna-se necessária uma análise destes conversores e suas características a fim de se escolher a topologia que melhor se adapte ao projeto em questão.

1.2- ESTRUTURAS BÁSICAS DOS SISTEMAS UPS

Um sistema de fornecimento de energia do tipo UPS pode ser construído a partir de duas estruturas básicas[7]. Existem os sistemas off-line e os sistemas on-line. Ambos são compostos por 3 estágios principais:

- estágio retificador, ou carregador de baterias
- um banco de baterias, que é o estágio armazenador de energia
- estágio inversor, ou conversor DC-AC

A diferença entre estas estruturas está no modo como a energia é fornecida à carga. No sistema off-line, mostrado na Fig.1.1, a carga recebe energia continuamente da rede através da chave S_a , que é mantida fechada enquanto a chave S_b fica aberta. O carregador de baterias que está conectado à rede mantém a carga do banco de baterias.

Numa eventual falta da rede de alimentação, a chave S_b é fechada e S_a aberta. Nesta situação, a carga passa a receber energia do banco de baterias através do inversor, que regula a tensão de saída.

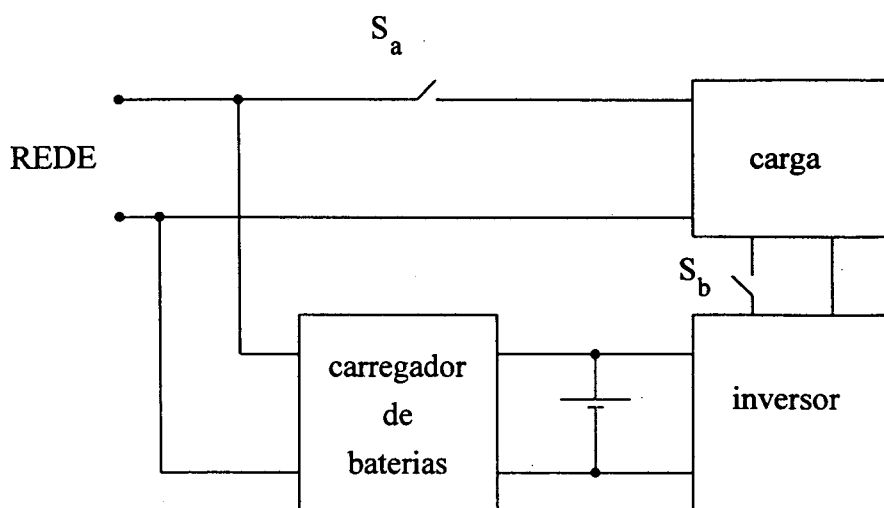


Fig.1.1 - Sistema UPS do tipo off-line

Já no sistema on-line, mostrado na Fig.1.2, a carga recebe energia continuamente via inversor. Nesta situação, o carregador de baterias deve transferir energia da rede para o banco de baterias e para a carga. No caso de manutenção ou falha do carregador de baterias ou do inversor, há uma comutação da chave S_a para S_b e a carga passa a ser alimentada diretamente pela rede.

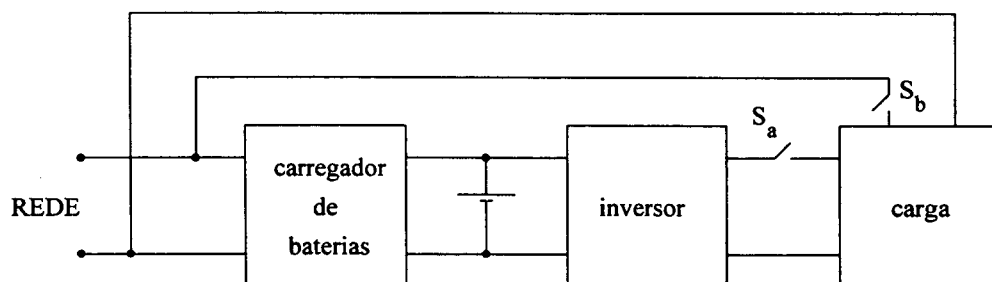


Fig.1.2 - Sistema UPS do tipo on-line

Em ambos os casos o papel do estágio inversor é transformar a tensão DC fornecida pelo banco de baterias em uma tensão AC senoidal regulada.

Em termos de falta de alimentação, no caso da UPS off-line, a carga é prejudicada com a falta da rede de alimentação pois existe um período transitório até que o inversor, que deve estar sempre em sincronismo com a rede, passe a efetivamente alimentar a carga. Este transitório pode durar até meio período da rede. No caso de uma UPS do tipo on-line, a carga não é afetada por falhas da rede de alimentação, no entanto, em caso de problemas no carregador de baterias ou no inversor a carga fica sem alimentação durante um período de comutação da chave S_a para S_b . Na indústria ainda é usual substituir a chave estática S_b por uma chave mecânica, o que significa dizer que em caso de problemas com o carregador de baterias ou com o inversor, a carga fica sem alimentação até que a chave S_b seja manualmente acionada.

1.3-ESTRUTURAS UTILIZADAS NO ESTÁGIO INVERSOR

Existem na literatura várias propostas de conversores CC-CA possíveis de serem utilizados em sistemas de fornecimento ininterrupto de energia. Algumas topologias são clássicas, outras mais recentes e ainda em desenvolvimento. Para este trabalho, busca-se um conversor que possa ser utilizado em uma UPS de pequena potência. Deseja-se que tal conversor seja simples em seu modo de operação, de fácil implementação e que possibilite redução de volume dos componentes reativos utilizados, como indutores, transformadores e capacitores de filtragem. Desta maneira pode-se conseguir uma redução geral de volume e também de custos do equipamento que venha a utilizar este conversor.

A seguir é apresentado um estudo da literatura disponível, a fim de direcionar a escolha do conversor que será objeto de estudo deste trabalho.

Antigamente, a técnica mais comum de se obter uma tensão senoidal a partir de um barramento CC era utilizar circuitos inversores que gerassem ondas quadradas de baixa frequência ou circuitos ressonantes de baixa frequência, visto que normalmente a frequência da rede comercial é de 50 ou 60Hz. O problema principal destas técnicas é que os elementos LC utilizados na composição dos circuitos ressonantes ou dos filtros eram volumosos e pesados, pelo fato de serem projetados para estas baixas frequências. Atualmente circuitos como estes ainda são utilizados em altas potências.

Com o desenvolvimento de novas tecnologias de construção de dispositivos semicondutores que operam com frequência de comutação elevada, as atenções ficaram voltadas para o desenvolvimento de novas topologias que permitissem a redução de peso e volume, principalmente destes elementos LC.

Desta forma, topologias inversoras clássicas como a mostrada na Fig.1.3 passaram a trabalhar com frequência de comutação elevada, da ordem de dezenas de kHz.

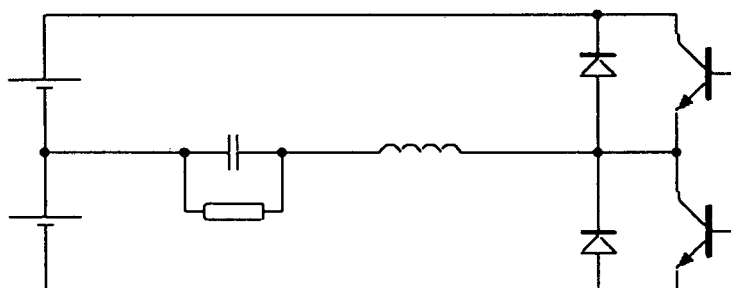


Fig.1.3 - Conversor CC-CA PWM com filtro de alta frequência

A tensão senoidal na saída é obtida comandando-se os interruptores com um sinal PWM de alta frequência, modulado por um sinal senoidal de baixa frequência. Com esta técnica, os elementos do filtro LC são bastante reduzidos, pois precisam atenuar apenas o sinal de alta frequência proveniente da comutação. O fato de se trabalhar com frequências elevadas contribui, também, para melhorar a resposta dinâmica e reduzir o ruído acústico do conversor.

Porém, no caso de utilização em sistemas UPS, quase sempre se faz necessária a utilização de um transformador de isolamento, que pode servir também para adequar a tensão do banco de baterias ao nível desejado na saída, pois comercialmente são utilizadas baterias de baixa tensão por motivos de custo e volume.

Tal configuração aparece na Fig.1.4.

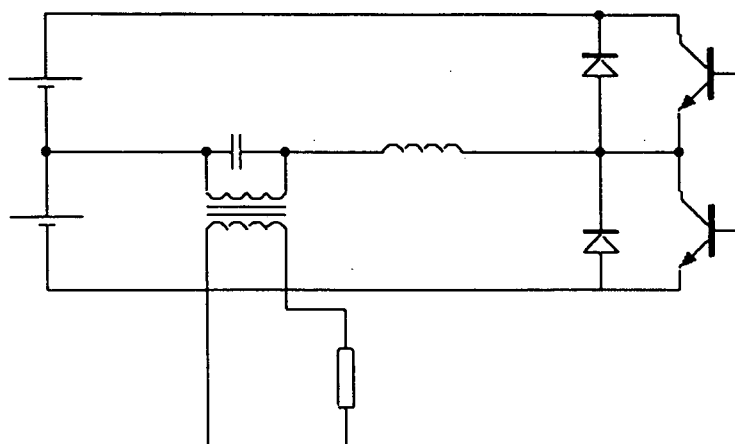


Fig.1.4 - Conversor CC-CA PWM isolado com filtro de alta frequência

Esta necessidade de se utilizar um transformador traz um grande inconveniente, já que o mesmo deve ser projetado para a frequência de saída, resultando pesado e volumoso.

Buscando soluções para o problema do transformador de baixa frequência, apareceram os conversores que utilizam um estágio CC-CC intermediário, que eleva a tensão do banco de baterias ao nível necessário, possibilitando o uso de transformadores de alta frequência, que possuem volume e peso bem menores[2]. Uma configuração possível aparece na Fig.1.5.

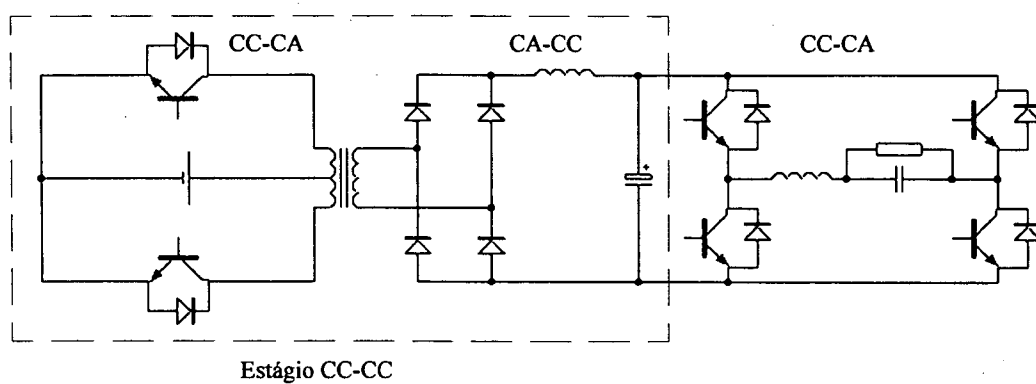


Fig.1.5 - Conversor CC-CA com estágio CC intermediário

Esta estrutura ainda pode ser melhorada se o controle da tensão for realizado no estágio CC-CC, eliminando o filtro de saída, como aparece na Fig.1.6.

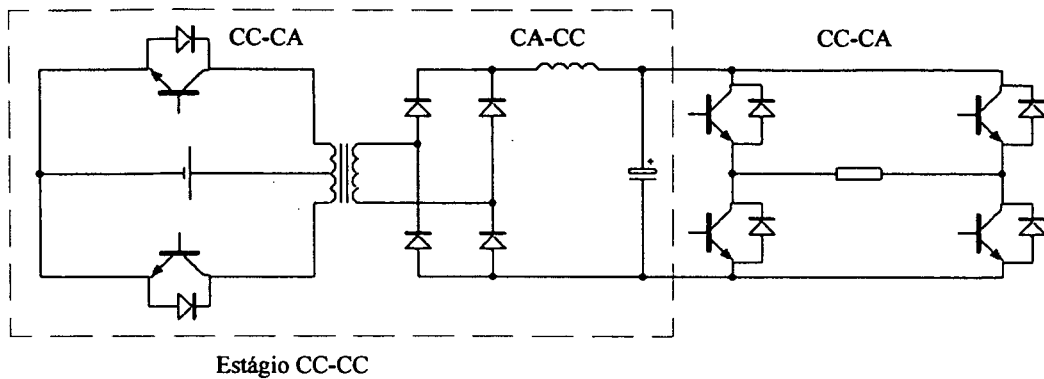


Fig.1.6 - Conversor CC-CA com estágio CC intermediário e controle no conversor CC-CC

O controle da tensão de saída é realizado pelo estágio CC-CC que fornece um sinal senoidal retificado, enquanto os interruptores do inversor funcionam com razão cíclica igual a 0,5 e frequência igual à de saída.

As estruturas que utilizam estágio CC-CC intermediário propiciam grande redução de peso e volume, mas apresentam problemas do ponto de vista de aplicação em UPS: o fato de serem constituídos de 3 estágios conversores, primeiro um conversor CC-CA, em seguida um conversor CA-CC e finalmente outro conversor CC-CA ocasiona o aumento das perdas em condução e a conseqüente redução do rendimento global da estrutura. Além disso, estas estruturas não permitem a reversão do fluxo de potência, pelo fato do conversor CA-CC ser unidirecional, o que as impede de alimentar cargas reativas - capacitivas ou indutivas

Recentemente apareceu na literatura um conversor CC-CA[2] que apresenta o uso de um transformador de alta frequência, com comutação não dissipativa e possibilidade de reversão do fluxo de potência. Este conversor aparece na Fig.1.7.

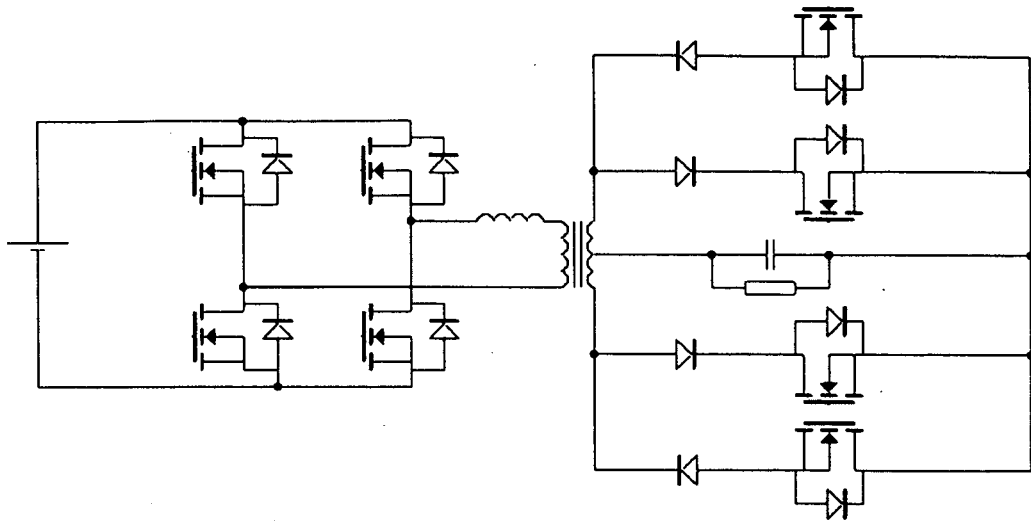


Fig. 1.7 - Conversor CC-CA com estágio CA de alta frequência

Nesta topologia, o conversor primário opera como inversor de alta frequência, enquanto o conversor secundário é um cicloconversor. A modulação pode ser realizada de duas maneiras. Na primeira o cicloconversor opera com frequência e razão cíclica constantes e a modulação é realizada no inversor com alta frequência. De outra maneira, pode-se modular o sinal do cicloconversor mantendo-se o inversor com frequência e razão cíclica constantes. Ou ainda comandar os interruptores do inversor e do cicloconversor com frequência e razão cíclica fixas e realizar a modulação através da defasagem entre os comandos do inversor e do cicloconversor.

As principais vantagens desta topologia são a diminuição do número de conversores, a redução de peso e volume do transformador e elementos LC, a possibilidade de operar com fluxo reverso de potência e aplicações em sistemas trifásicos.

Como desvantagens, pode-se citar o fato de trabalhar em condução descontínua a fim de se obter comutação não dissipativa, o que aumenta o valor da corrente eficaz e consequentemente as perdas de condução dos interruptores. Existe, atualmente, uma limitação a nível de tecnologia de componentes na aplicação deste conversor em sistemas de pequena potência, principalmente em termos de resistências de condução dos transistores utilizados.

Uma técnica que está sendo estudada e utilizada atualmente é de se realizar a regulação da tensão de saída através de um conversor CC-CC elevador de tensão isolado.

O conversor CC-CC eleva a tensão fornecida pelo banco de baterias e entrega ao circuito inversor uma tensão regulada e com nível que facilita a operação do inversor. Nesta estrutura, mostrada na Fig.1.7, o papel do inversor é apenas de realizar a modulação senoidal, que pode ser fixa pelo fato de a tensão ser regulada pelo conversor CC-CC.

Este caso é uma generalização do conversor apresentado na Fig.1.5.

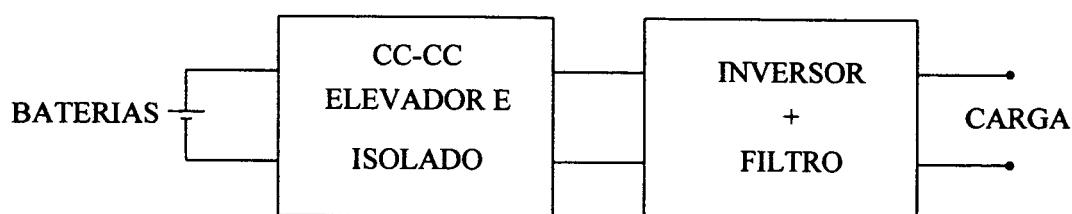


Fig.1.8 - Conversor CC-CA com estágio CC-CC elevador de tensão

Outra proposta apresentada na literatura é o conversor mostrado na Fig.1.9 a seguir[1].

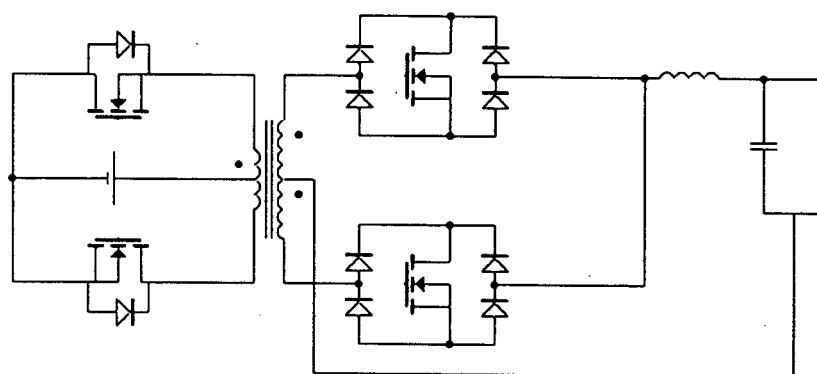


Fig.1.9 - Conversor CC-CA controlado por defasagem

Este conversor utiliza um transformador de alta frequência, permitindo a redução do seu volume. A regulação da tensão de saída é controlada pela defasagem entre os dois estágios do conversor.

Apesar de já existir na literatura um trabalho que apresenta resultados com este conversor[1], parece interessante realizar um estudo do mesmo, desenvolvendo-se uma metodologia de projeto e buscando-se determinar possíveis dificuldades de implementação e/ou limitações tecnológicas.

1.4-CONCLUSÕES

Todas as tentativas de redução de volume e peso dos conversores CC-CA utilizados em sistemas UPS passam pela elevação da frequência de comutação com conseqüente redução dos elementos LC e também do transformador. Existem diversas topologias e maneiras de se fazer a regulação da tensão de saída. O que se busca em um conversor que possa ser utilizado em um equipamento de pequena potência é que, além de apresentar tensão de saída bem regulada e com baixa distorção harmônica e possuir pequeno volume e peso, este conversor seja simples, de fácil implementação e que não necessite de circuitos de comando e controle complexos e caros.

CAPÍTULO 2

ESTUDO DO CONVERSOR PROPOSTO

2.1-INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentada e analisada a estrutura proposta para formar o conversor CC-CA de uma UPS de pequena potência. São obtidas suas características estáticas e é desenvolvida uma metodologia de projeto, bem como realizada uma análise das diversas topologias possíveis para este conversor, suas vantagens e desvantagens. Ao final do capítulo são apresentados alguns exemplos de projeto acompanhados de especificação de componentes a fim de ilustrar a metodologia desenvolvida.

2.2-CONVERSOR PROPOSTO

Com base na literatura existente e procurando alcançar os objetivos propostos para este trabalho, optou-se pelo conversor apresentado na Fig.2.1 a seguir[1].

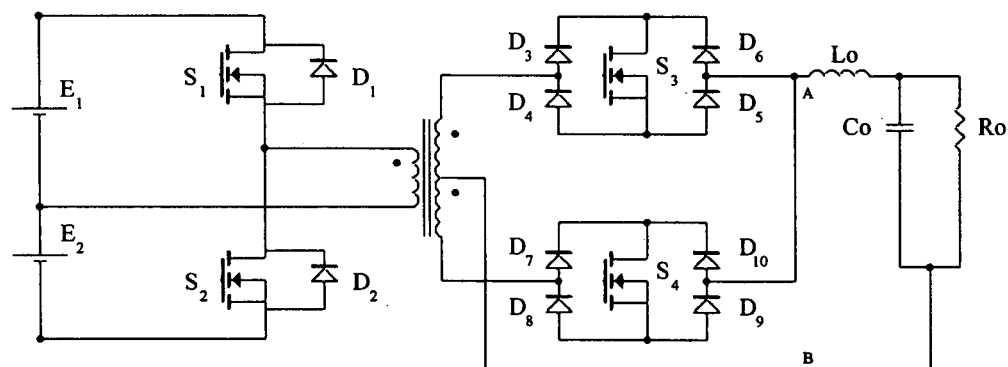


Fig.2.1 - Conversor proposto

Este conversor é formado por um grupo de interruptores no primário, S_1 , D_1 , S_2 e D_2 , que funciona como inversor da tensão de entrada, fornecida pelas baterias E_1 e E_2 .

Os interruptores comutam em alta frequência com razão cíclica igual a 0,5, fornecendo uma tensão quadrada simétrica e isolada ao estágio seguinte. O próximo grupo, formado pelos transistores S_3 e S_4 e pelos diodos $D_3, D_4, D_5, D_6, D_7, D_8, D_9$ e D_{10} é um conjunto de interruptores bidirecionais em tensão e corrente que atua como cicloconversor, operando com frequência e razão cíclica fixas, permitindo que a modulação seja obtida por defasagem entre os sinais de comando do inversor e do cicloconversor.

Por fim, o estágio de saída do conversor é um filtro LC que tem como função atenuar ou suprimir harmônicas de alta frequência, fornecendo na saída do conversor uma tensão senoidal na frequência desejada.

2.3 ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA

2.3.1-CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A fim de simplificar a análise do conversor, as seguintes condições são consideradas:

- i- O conversor está operando em regime permanente.
- ii- As tensões de entrada E_1 e E_2 são constantes e iguais a E .
- iii- A frequência de comutação é muito maior que a frequência de saída.
- iv- Todos os semicondutores são ideais; seus tempos de comutação e elementos parasitas são desprezados, suas resistências de bloqueio são infinitas e suas resistências de condução são nulas.
- v- O transformador é ideal e possui relação de transformação unitária.
- vi- A corrente de saída é constante durante um período de comutação.

2.3.2-ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

As etapas de funcionamento do conversor são descritas a seguir:

Primeira etapa (t_0, t_1): Durante esta etapa os transistores S_1 e S_3 estão em condução. A corrente de carga circula por S_1, D_3, S_3 e D_5 e a tensão que aparece na entrada do filtro (tensão V_{AB}) é igual a $+E$. Esta etapa termina quando S_3 é comandado a bloquear e S_4 é comandado a conduzir.

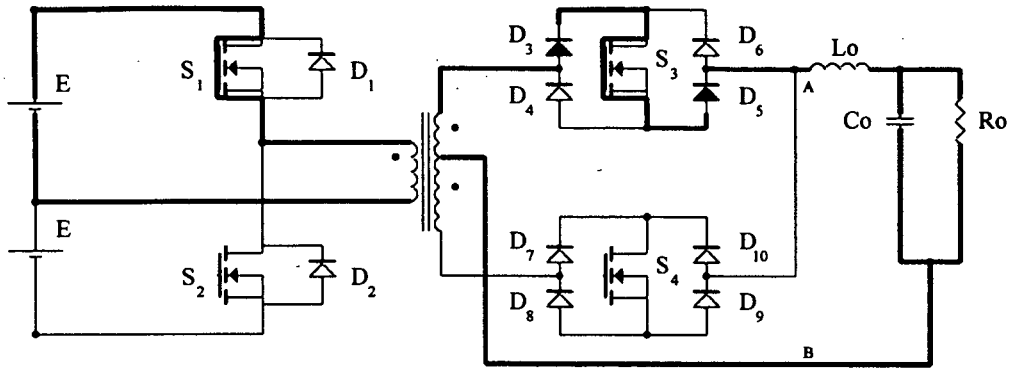


Fig.2.2 - Primeira etapa de funcionamento

Segunda etapa (t_1, t_2): S_4 assume instantaneamente a corrente de carga que circula por S_1 , D_7 , S_4 e D_9 . Pela polaridade do transformador a tensão v_{AB} se torna negativa e igual a $-E$. Esta etapa termina quando o transistor S_1 é comandado a bloquear e S_2 entra em condução.

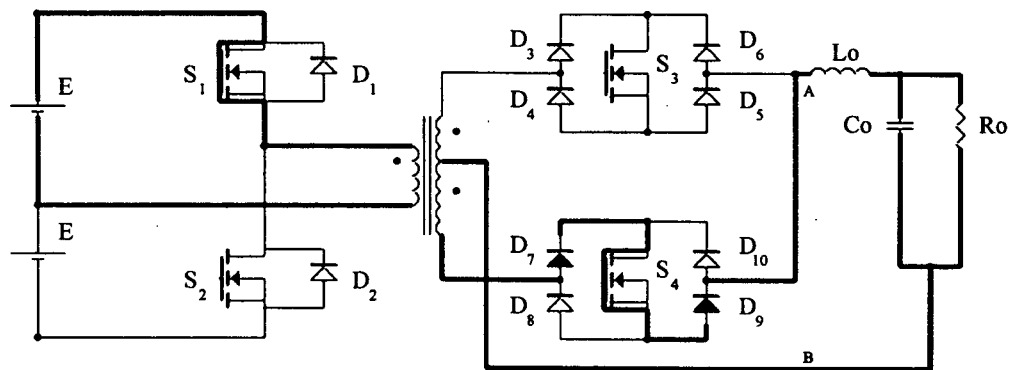


Fig.2.3 - Segunda etapa de funcionamento

Terceira etapa (t_2, t_3): O interruptor S_2 assume a corrente no primário. A corrente de carga circula por S_2 , D_7 , S_4 e D_9 . Há uma nova inversão na polaridade da tensão no filtro que agora é igual a $+E$. A etapa termina quando S_4 é bloqueado e S_3 entra em condução.

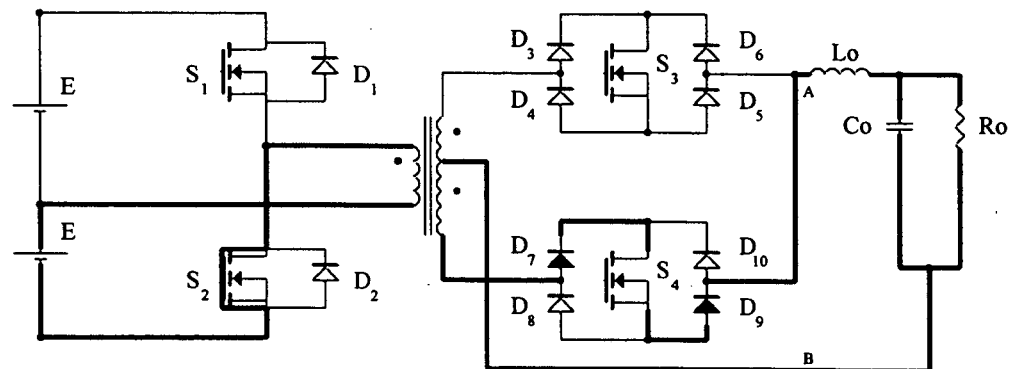


Fig.2.4 - Terceira etapa de funcionamento

Quarta etapa (t_3, t_4): Nesta última etapa a corrente circula por S_2 , D_3 , S_3 e D_5 . Novamente a tensão V_{AB} é invertida, ficando igual a $-E$

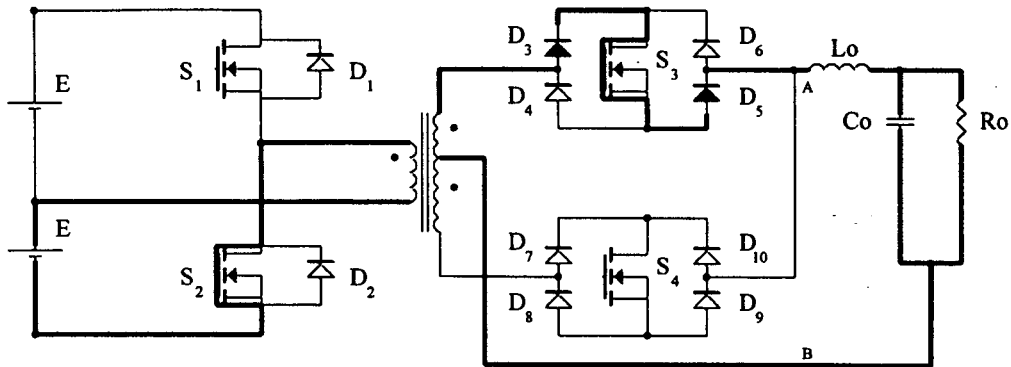


Fig.2.5 - Quarta etapa de funcionamento

2.3.3-PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA

As principais formas de onda referentes às etapas de funcionamento são mostradas na Fig.2.6

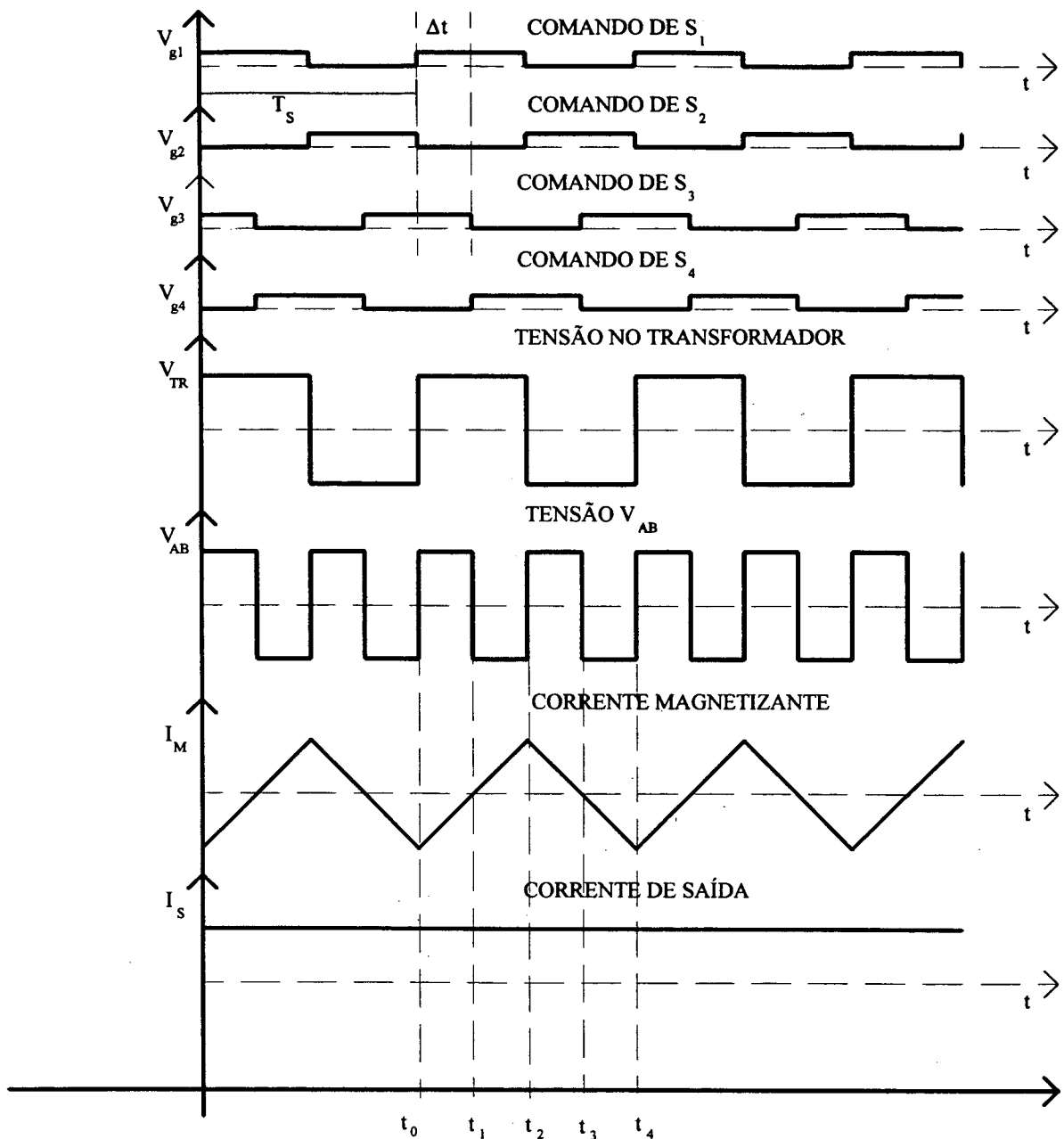
A defasagem entre os sinais de comando do inversor e do cicloconversor é definida como sendo

$$D = \frac{2\Delta t}{T_s}$$

Como esta defasagem controla a razão cíclica da tensão que é fornecida ao filtro de saída, poderá, ora ou outra, ser tratada como razão cíclica ao longo do texto.

Analisando-se a tensão na entrada do filtro, V_{AB} , verifica-se que esta tem seu valor médio controlado pela defasagem D , que na Fig.2.6 é igual ao intervalo de tempo Δt de defasagem entre os comandos dos interruptores do estágio primário(inversor) e do estágio secundário(cicloconversor) e tem frequência igual a duas vezes a frequência de comutação.

Percebe-se, também, pela análise da tensão no transformador, que esta é simétrica e tem frequência igual à de comutação.



2.3.4 OBTENÇÃO DAS CARACTERÍSTICAS EXTERNAS DO CONVERSOR

Para a obtenção das características externas do conversor e a fim de se comprovar a possibilidade de transferência de potência em dois sentidos, o que é fundamental em um inversor que compõe uma UPS, será utilizado o método que leva em conta o valor médio das variáveis de estado durante um período de comutação[1]. É importante observar que este método é válido quando a frequência de comutação é muito maior que a de saída, situação que ocorre nesta análise.

Inicialmente são obtidos circuitos equivalentes para cada etapa de funcionamento, sendo estes circuitos idênticos para as etapas 1 e 4 (D) e 2 e 3 (1-D). Nestas etapas o conversor tem comportamento do tipo Buck. Os circuitos equivalentes são mostrados na Fig.2.7.

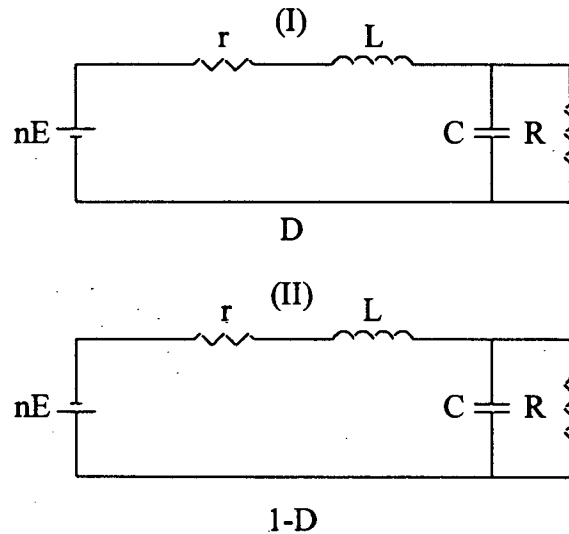


Fig.2.7 - Circuitos equivalentes para as etapas D(I) e (1-D)(II)

Onde r incorpora as resistências internas do conversor (não idealidades dos semicondutores e elementos passivos) e n é a relação de transformação do transformador para um caso não idealizado.

Definindo como Variáveis de Estado a corrente no indutor e a tensão no capacitor, o Vetor de Estado será

$$x = \begin{bmatrix} i_L \\ e_o \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Assim, cada circuito equivalente é descrito pelas seguintes equações:

Para o circuito (I)

$$\frac{dx}{dt} = A_1 x + b_1 E_i \quad (2.2)$$

onde

$$A_1 = \begin{bmatrix} \frac{-r}{L} & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{CR} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$b_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{nL} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Para o circuito (II)

$$\frac{dx}{dt} = A_2x + b_2E_i \quad (2.5)$$

onde

$$A_2 = \begin{bmatrix} \frac{-r}{L} & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{CR} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$b_2 = \begin{bmatrix} \frac{-1}{nL} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Calculando os valores médios "ponderados", obtém-se o Vetor de Estado Médio para um período de comutação

$$\frac{d\hat{\mathbf{X}}}{dt} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{X}} + \mathbf{b}E_i \quad (2.8)$$

onde

$$\mathbf{A} = D\mathbf{A}_1 + (1-D)\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} \frac{-r}{L} & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{CR} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$\mathbf{b} = D\mathbf{b}_1 + (1-D)\mathbf{b}_2 = \begin{bmatrix} \frac{(2D-1)}{nL} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Fazendo

$$\frac{d\hat{\mathbf{X}}}{dt} = 0$$

encontra-se o valor do Vetor de Estado para regime permanente

$$\hat{\mathbf{x}}_s = -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{b}E_i \quad (2.11)$$

de onde finalmente pode-se obter a expressão para a tensão média instantânea de saída em função da defasagem D

$$E_0 = \frac{E_i(2D-1)}{n} \cdot \frac{1}{1 + \frac{r}{R}} \quad (2.12)$$

que está plotada a seguir

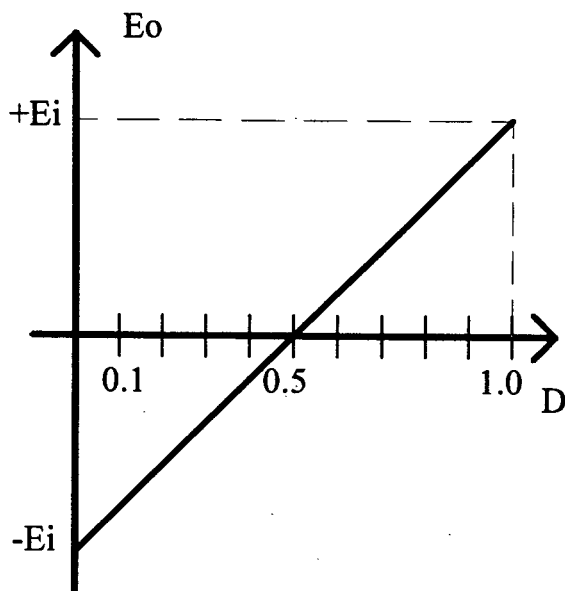


Fig.2.8 - Tensão média instantânea de saída em função da defasagem D

No caso em que a tensão fornecida é a de saída Eo' e conectando uma carga R' ao terminal de entrada como mostrado na Fig.2.9, o modelo agora é o de um conversor do tipo Boost.

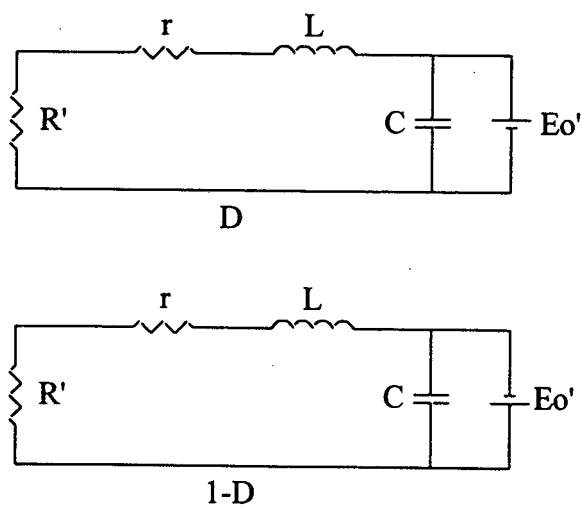


Fig.2.9 - Circuitos equivalentes para fluxo reverso de potência

obtendo-se a seguinte expressão para a tensão na entrada, Ei'

$$E_i' = \frac{nE_0'}{(2D-1)} \cdot \frac{1}{1 + \frac{r}{R'(2D-1)^2}} \quad (2.13)$$

Analisando as equações (2.12) e (2.13) fica demonstrado que pode haver fluxo de potência em ambos os sentidos, o que possibilita a devolução de energia instantânea às fontes de entrada. A equação (2.12) mostra também que, variando-se a defasagem D senoidalmente em torno de 0,5 o conversor opera como uma fonte AC senoidal.

Ainda, sendo o fluxo no transformador independente do sinal de modulação, o mesmo pode ser projetado para a frequência de comutação, enquanto pela análise da tensão V_{AB} da Fig.6 verifica-se que os elementos LC do filtro de saída devem ser projetados para uma frequência igual ao dobro da frequência de comutação. Em função disto, estes elementos podem ser bastante reduzidos, contribuindo muito para a redução total do peso e volume do conversor de uma maneira geral.

2.4- METODOLOGIA E CRITÉRIOS DE PROJETO

O objetivo desta etapa é criar uma metodologia simples e direta para o projeto dos componentes que formam o Estágio de Potência do equipamento.

2.4.1-ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS

A primeira etapa do projeto consiste nas especificações técnicas do equipamento, as quais dependem da sua aplicação e de necessidades e exigências do mercado consumidor:

- valor das tensões de entrada E , que geralmente são fornecidas por um banco de Baterias.
- valor da tensão eficaz de saída, que para o Brasil será de 127V ou 220V dependendo da região onde o equipamento será instalado
- especificação da frequência de saída, geralmente 50 ou 60Hz.
- especificação da frequência de comutação, que vai depender basicamente dos semicondutores a serem utilizados.

- especificação da potência nominal, ou seja, a máxima potência que o equipamento deve fornecer em regime normal de trabalho.

2.4.2-CÁLCULO DOS ESFORÇOS DE TENSÃO E CORRENTE NOS COMPONENTES

A segunda etapa consiste em se calcular os esforços de tensão e corrente a que estarão submetidos os dispositivos semicondutores (Diodos e Transistores) . Estes esforços vão depender da maneira como se deseja ou escolhe montar os estágios - Inversor e Cicloconversor - do conversor.

Tanto para o estágio inversor quanto para o cicloconversor pode-se optar por uma topologia em meia-ponte ou ponte completa, sendo que esta segunda elimina a necessidade de se utilizar um transformador com ponto médio, porém utilizando um número maior de interruptores.

Para o estágio inversor há, ainda, a possibilidade de se utilizar duas Baterias para fornecer a tensão de entrada, formando uma meia ponte neste estágio ou ainda utilizar apenas uma Bateria e um divisor capacitivo de tensão.

Uma outra opção seria utilizar um conversor do tipo Push-Pull no estágio inversor, o que possibilita o uso de apenas uma bateria e dois interruptores no primário.

Algumas destas possibilidades estão mostradas nas figuras a seguir.

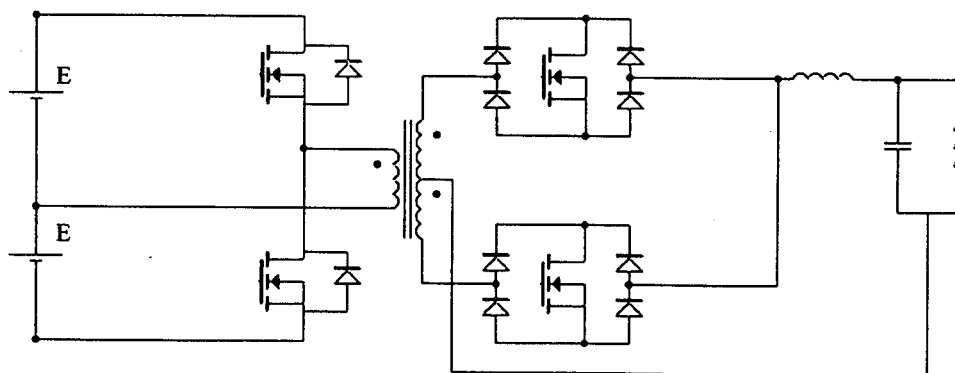


Fig.2.10 - Topologia com meia ponte no primário e ponto médio no secundário

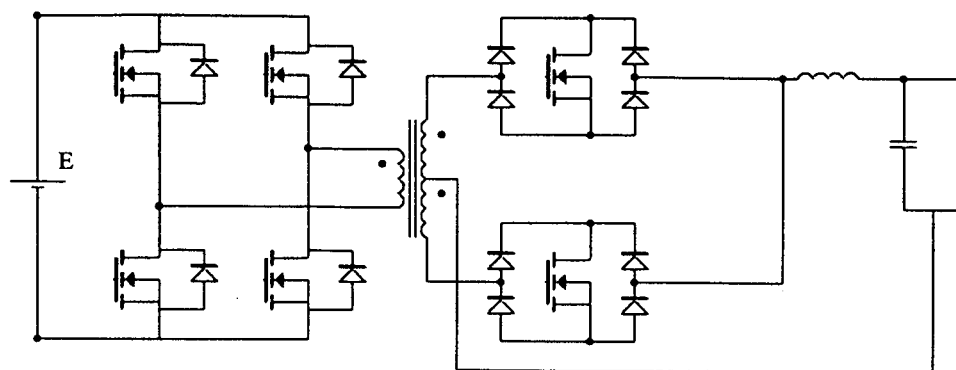


Fig.2.11 - Topologia com ponte completa no primário e ponto médio no secundário

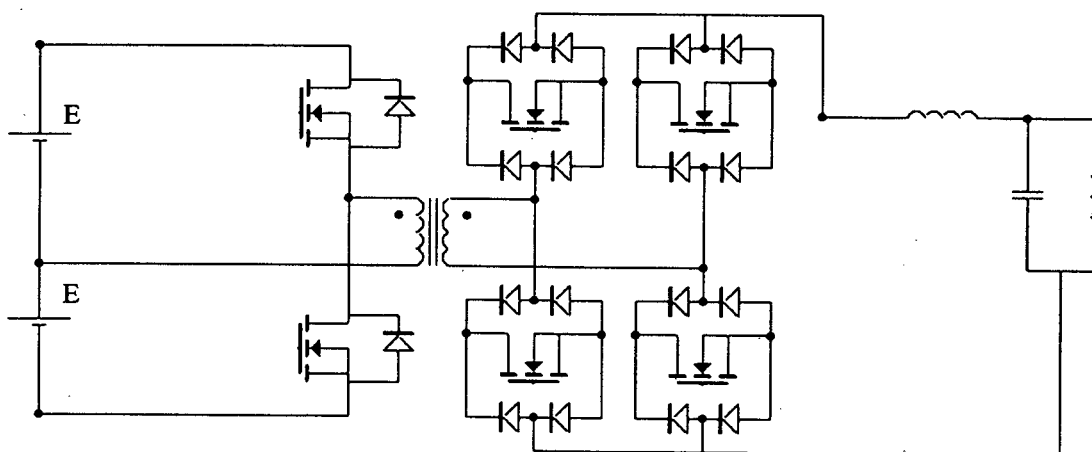


Fig.2.12 - Topologia com meia ponte no primário e ponte completa no secundário

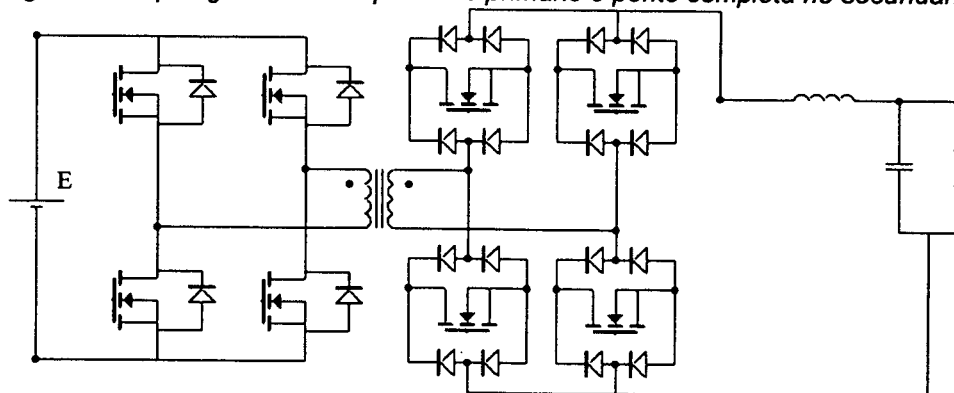


Fig.2.13 - Topologia com ponte completa no primário e secundário

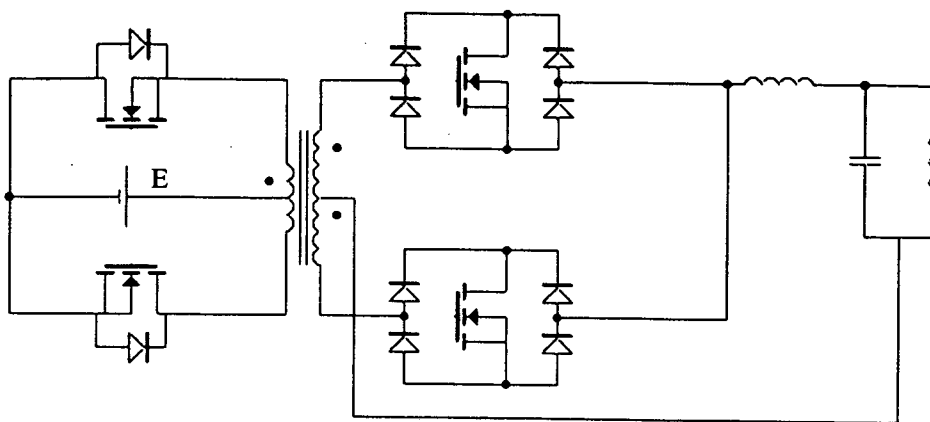


Fig.2.14 - Topologia com Push-Pull no primário e ponto médio no secundário

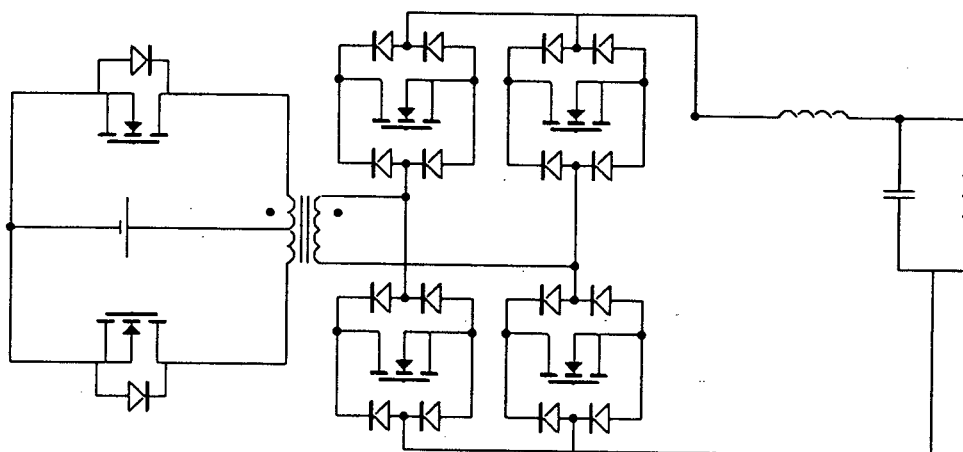


Fig.2.15 - Topologia com Push-Pull no primário e ponte completa no secundário

Basicamente os esforços de corrente são os mesmos em todas as topologias, mudando apenas os níveis de tensão a que estarão submetidos os interruptores em cada situação.

No caso de se utilizar meia ponte ou Push-Pull, a tensão sobre os interruptores será duas vezes maior que no caso da ponte completa.

Se os transistores utilizados forem do tipo MOSFET isto significará a possibilidade de se elevar a frequência de comutação o que reduz significativamente o volume dos componentes reativos do sistema (transformador e filtro).

Os MOSFETS disponíveis atualmente são especificados para valores elevados de tensão com pequenas correntes e elevados valores de resistência de condução e para valores elevados de corrente com pequenas tensões apresentando, neste caso, pequenos valores de resistência de condução.

No caso de uma UPS de pequena potência o valor da tensão de entrada é pequeno em função das baterias utilizadas e como a tensão de saída deverá ter seu valor eficaz de 110V ou 220V que não produz tensões de pico ($V_{ef} \cdot \sqrt{2}$) muito grandes; é razoável utilizar meia ponte ou Push-Pull no Inversor e ponto médio no Cicloconversor. Ou seja, os interruptores do inversor deverão suportar correntes elevadas, mas como são especificados para baixa tensão possuem pequenas resistências de condução. Por outro lado, os interruptores do cicloconversor devem suportar baixas correntes, podendo-se tolerar maiores resistências de condução, característica dos interruptores de tensão mais elevada. Além disso, o número de interruptores fica bem menor para este caso melhorando as características econômicas e de confiabilidade do equipamento.

Será adotada como base a topologia apresentada na Fig.2.10, com meia ponte no primário e ponto médio no secundário.

-Tensão nos Interruptores do Inversor

Tanto os Transistores quanto os Diodos do inversor estarão sujeitos ao dobro do valor da tensão de Bateria E

$$V_{D_{1pk}} = V_{D_{2pk}} = 2E \quad (2.14)$$

$$V_{S_{1pk}} = V_{S_{2pk}} = 2E \quad (2.15)$$

- Tensão nos Interruptores do Cicloconversor

A máxima tensão sobre estes componentes será o dobro da tensão de entrada refletida ao secundário .

$$V_{S_{3pk}} = V_{S_{4pk}} = 2.n.E \quad (2.16)$$

$$V_{D_{secpk}} = 2.nE \quad (2.17)$$

- Corrente nos Interruptores do Inversor

A corrente que circula nestes componentes é a própria corrente de carga refletida ao primário, sendo que cada Transistor conduz a metade da corrente em cada período de comutação e os seus respectivos diodos devem ser dimensionados também para estes valores de corrente.

Nesta etapa é interessante fazer uma análise da corrente de saída, que é fornecida pelo inversor.

Como a frequência de comutação é muito maior que a frequência de saída, pode-se considerar que a corrente de saída é constante durante um período de comutação.

Por outro lado, da análise realizada no item 2.3.4 obtém-se facilmente a expressão para a corrente média de saída do Conversor, já que na análise proposta esta corrente é uma variável de Estado.

Assim, da equação (2.11), resulta

$$I_o = \frac{E_o}{R} = \frac{E_i(2D-1)}{nR} \quad (2.18)$$

Para o caso ideal onde as resistências internas do conversor são desprezadas.

As correntes nos interruptores terão a forma mostrada na Fig.2.16.

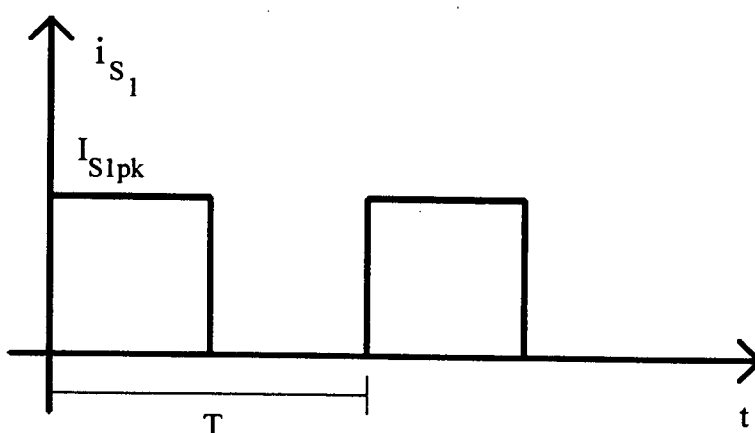


Fig.2.16 - Corrente no interruptor S_1

onde o valor de pico da corrente será o valor máximo da corrente de saída mais a ondulação de corrente no Indutor de filtragem refletidas ao primário.

Esta consideração é feita a fim de simplificar os cálculos e não prejudica o dimensionamento dos componentes, já que neste caso os mesmos estarão sendo sobredimensionados.

$$I_{S_{1pk}} = I'_{0_{máx}} + \frac{\Delta i_L'}{2} = \frac{V_o \sqrt{2}}{nR} + \frac{\Delta i_L'}{2} \quad (2.19)$$

$I'_{0_{máx}}$ = corrente máxima de saída refletida ao primário

$\Delta i_L'$ = ondulação de corrente no indutor de filtragem refletida ao primário

-Valor médio da corrente nos Interruptores do inversor

$$I_{S_{Pmd}} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} I_{S_{Ppk}} dt = \frac{I_{S_{Ppk}}}{2} \quad (2.20)$$

-Valor eficaz da corrente nos Interruptores do inversor

$$I_{S_{Pef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} I_{S_{Ppk}}^2 dt} = \frac{I_{S_{Ppk}}}{\sqrt{2}} \quad (2.21)$$

Para os interruptores do cicloconversor as equações são as mesmas, mudando apenas os valores de pico da corrente que agora não é mais refletida.

- Valor médio da corrente nos Interruptores do cicloconversor

$$I_{S_{Smd}} = \frac{I_{S_{Spk}}}{2} \quad (2.22)$$

-Valor eficaz da corrente nos Interruptores do cicloconversor

$$I_{S_{Sef}} = \frac{I_{S_{Spk}}}{\sqrt{2}} \quad (2.23)$$

2.4.3-EQUAÇÕES PARA PROJETO DO FILTRO DE SAÍDA

O passo seguinte consiste no desenvolvimento das equações para o cálculo dos elementos do filtro de saída, LC.

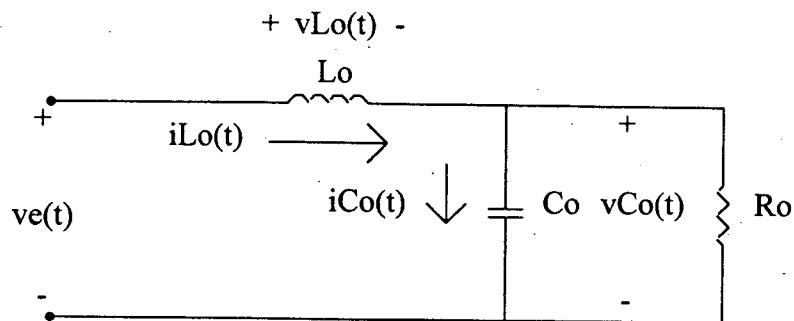


Fig.2.17 - Filtro LC de saída

$v_e(t)$ = tensão de entrada do filtro, fornecida pelo conversor

$v_{Co}(t)$ = tensão de saída do filtro, que é fornecida à carga

$i_{Lo}(t)$ = corrente no indutor do filtro

$i_{Co}(t)$ = corrente no capacitor do filtro

A tensão na entrada do filtro é a tensão V_{AB} , que aparece na Fig.2.6. Seu valor está sempre comutando de +E para -E, com frequência igual a duas vezes a frequência de comutação.

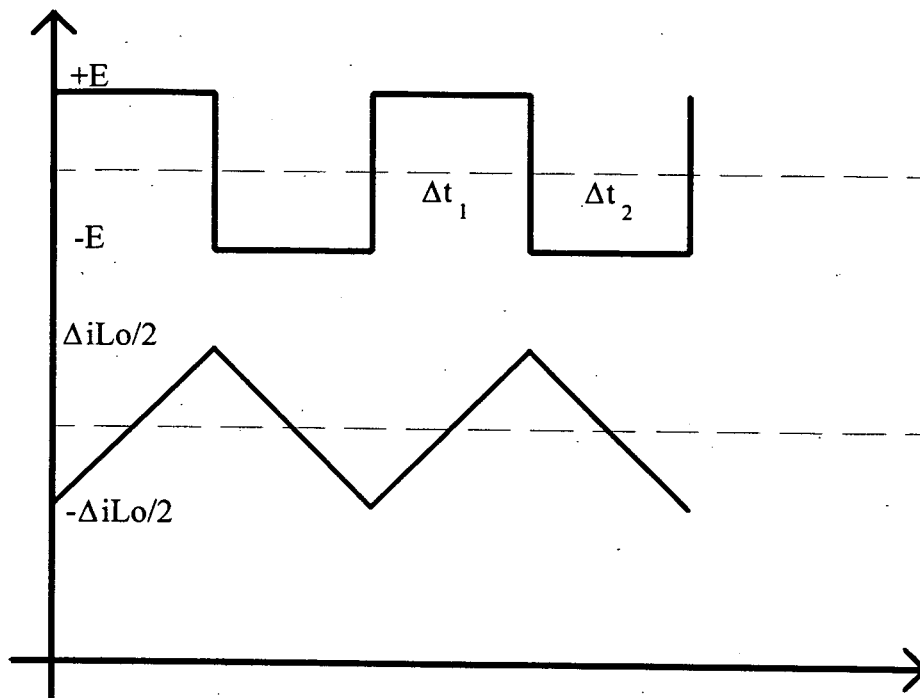


Fig.2.18 - Tensão na entrada do filtro e corrente no indutor do filtro

Da Fig.2.17 pode-se escrever a seguinte equação

$$L_0 \frac{di_{L_0}}{dt} = v_e(t) - v_{C_0}(t) \quad (2.24)$$

Sendo

$$T_{AB} = (D \cdot T_S + (1-D) \cdot T_S) \quad (2.25)$$

um período da tensão V_{AB} e

$$f_{AB} = \frac{1}{T_{AB}} = \frac{1}{D \cdot T_S + (1-D) \cdot T_S} = 2 \cdot f_S \quad (2.26)$$

a frequência desta tensão, que é imposta ao filtro LC.

Ainda, considerando-se as derivadas como variações, pode-se escrever

$$L_0 \frac{\Delta i_{L_0}}{dt} = v_e(t) - v_{C_0}(t) \quad (2.27)$$

Como a situação crítica para o filtro é o instante em que a fundamental da tensão de saída está no seu valor máximo[8], tem-se

$$L_0 \cdot \frac{\Delta \cdot i_{L_0}}{\Delta \cdot t_1} = E - V_{s(1)ef} \cdot \sqrt{2} = L_0 \cdot \frac{\Delta \cdot i_{L_0}}{D \cdot T_{AB}} \quad (2.28)$$

$$L_0 \cdot \frac{\Delta \cdot i_{L_0}}{\Delta \cdot t_2} = -E - V_{s(1)ef} \cdot \sqrt{2} = L_0 \cdot \frac{\Delta \cdot i_{L_0}}{(1-D) \cdot T_{AB}} \quad (2.29)$$

onde

$$v_s(t) = v_{C_0}(t) \quad (2.30)$$

é a tensão de saída.

Com (2.28) e (2.29) em (2.26) e após uma manipulação matemática simples chega-se à expressão para o cálculo do indutor do filtro

$$L_0 = \frac{E^2 - 2 \cdot (V_{s(1)ef})^2}{2 \cdot \sqrt{2} \Delta \cdot i_{L_0} \cdot f_{AB} \cdot V_{s(1)ef}} \quad (2.31)$$

ou

$$L_0 = \frac{E^2 - 2 \cdot (V_{s(1)ef})^2}{4 \cdot \sqrt{2} \Delta \cdot i_{L_0} \cdot f_S \cdot V_{s(1)ef}} \quad (2.32)$$

Por outro lado, analisando-se a tensão no capacitor de filtro

$$i_{C_0}(t) = C_0 \cdot \frac{dv_s(t)}{dt} \quad (2.32)$$

Considerando que toda a ondulação de corrente do indutor passa pelo capacitor e tratando as derivadas como variações

$$\Delta \cdot i_{L_0} = C_0 \cdot \frac{\Delta \cdot v_S}{\Delta \cdot t} \quad (2.34)$$

com

$$\Delta.t = D.T_S + (1-D).T_S \quad (2.35)$$

e

$$\frac{2}{\Delta.t} = f_{AB} \quad (2.36)$$

obtém-se a expressão para o cálculo do capacitor de filtro, C_0 .

$$C_0 = \frac{\Delta.i_{L_0}}{f_{AB} \cdot \Delta.v_S} \quad (2.37)$$

ou

$$C_0 = \frac{\Delta.i_{L_0}}{2.f_S \cdot \Delta.v_S} \quad (2.38)$$

Portanto, com as equações (2.32) e (2.38) pode-se dimensionar os elementos do filtro de saída em função das especificações de projeto, tensão de entrada, tensão de saída, ondulações de tensão e corrente e frequência de comutação.

2.4.4-PROJETO DO TRANSFORMADOR

O projeto do transformador segue equações e critérios disponíveis em várias publicações técnicas que tratam do projeto de transformadores e indutores para alta frequência. As etapas e equações para o projeto do transformador são apresentadas a seguir[15].

2.4.4.1 - Seleção do Núcleo

$$A_p = A_e \cdot A_w = \frac{P_{in} \cdot 10^4}{k_t \cdot k_w \cdot k_p \cdot J_{m\acute{a}x} \cdot \Delta B_{m\acute{a}x}^2 \cdot f_t} \quad (2.39)$$

onde

A_p = produto de área

A_e = área da seção magnética

A_w = área da janela do núcleo

P_{in} = potência de entrada

k_t = fator de topologia

k_w = fator de utilização da janela do núcleo

k_p = fator de utilização do primário

$J_{m\acute{a}x}$ = densidade de corrente máxima

$\Delta B_{m\acute{a}x}$ = excursão da densidade de fluxo máxima

f_t = frequência de operação do transformador

2.4.4.2 - Cálculo dos enrolamentos primário e secundário

$$N_1 = \frac{E_{min} \cdot 10^4}{2 \cdot A_e \cdot \Delta B_{m\acute{a}x} \cdot f_t} \quad (2.40)$$

onde

E_{min} = mínima tensão no primário do transformador

O enrolamento secundário pode ser calculado através da relação de transformação do transformador

$$\frac{N_2}{N_1}$$

2.4.4.3 - Cálculo das correntes nos enrolamentos primário e secundário

A corrente no enrolamento secundário é calculada pela equação (2.41)

$$I_2 = \frac{P_o}{V_o} \quad (2.41)$$

onde

P_o = potência de saída do conversor

V_o = tensão de saída do conversor

A corrente no enrolamento primário é calculada utilizando a relação de transformação

$$I_1 = I_2 \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad (2.42)$$

2.4.4.4 - Cálculo da seção dos condutores

$$S_2 = \frac{I_2}{J_{\text{máx}}} \quad (2.43)$$

$$S_1 = \frac{I_1}{J_{\text{máx}}} \quad (2.44)$$

2.4.4.5 - Profundidade de penetração e diâmetro máximo do condutor

A profundidade de penetração é dada pela relação

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_1}} \quad (2.45)$$

e o diâmetro máximo do condutor será

$$\phi_{\text{máx}} = 2 \cdot \Delta \quad (2.46)$$

2.4.4.6 - Número de condutores para cada enrolamento

O enrolamento secundário terá um número de condutores dado pela relação a seguir

$$n_2 = \frac{S_2}{S_{\text{condutor}}} \quad (2.47)$$

Da mesma forma, o número de condutores do enrolamento primário será

$$n_1 = \frac{S_1}{S_{\text{condutor}}} \quad (2.48)$$

2.4.5 - PROJETO DO INDUTOR

Uma vez conhecido o valor da indutância do filtro de saída, o indutor deve ser projetado seguindo as seguintes etapas e equações:

2.4.5.1 - Escolha do Núcleo

$$A_c \cdot A_w = \frac{L \cdot I_{\text{pk}} \cdot I_{\text{ef}}}{k_{wi} \cdot B_{\text{máx}} \cdot J_{\text{máx}}} \quad (2.49)$$

onde

L = valor da indutância do filtro de saída

I_{pk} = corrente de pico

I_{ef} = corrente eficaz

$B_{m\acute{a}x}$ = densidade máxima de fluxo

k_{wi} = fator de enrolamento

2.4.5.2 - Número de espiras do indutor

$$N_l = \frac{L \cdot I_{pk} \cdot 10^4}{B_{m\acute{a}x} \cdot A_e} \quad (2.50)$$

2.4.5.3 - Cálculo do entreferro

$$l_g = \frac{N_l^2 \cdot \mu_o \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L} \quad (2.51)$$

sendo

μ_o = permeabilidade magnética

O diâmetro e o número de condutores são calculados com as mesmas equações utilizadas para o transformador.

2.4.6-CONSIDERAÇÕES SOBRE O COMANDO E O CONTROLE DO CONVERSOR

Projetado o Estágio de Potência, é necessário realizar um estudo sobre a Estratégia de Comando e Controle a ser utilizada. É necessário que o sistema apresente uma tensão de saída de alta qualidade (pequena variação da amplitude e baixa distorção harmônica) mesmo para Cargas Reativas e principalmente para cargas Não Lineares (estágios retificadores de entrada de fontes chaveadas de microcomputadores) que são as principais aplicações de UPS's de pequena potência.

Este estudo será realizado posteriormente em outro capítulo, ficando para este, portanto, apenas o estudo e o projeto do Estágio de Potência.

2.5- EXEMPLOS DE PROJETO

Utilizando a Metodologia desenvolvida serão realizados alguns exemplos de projeto que servirão de base para posterior comprovação através de Simulação Digital e também montagem em Laboratório de um Protótipo.

- Especificações
- Escolha da Topologia
- Cálculo dos Esforços e Especificação de Componentes
- Projeto do Filtro
- Projeto do Transformador

2.5.1 Exemplo 1

a) Especificações:

$$E_1 = E_2 = 12V$$

$$P_o = 500W$$

$$V_{oef} = 220V$$

$$f_s = 30KHz$$

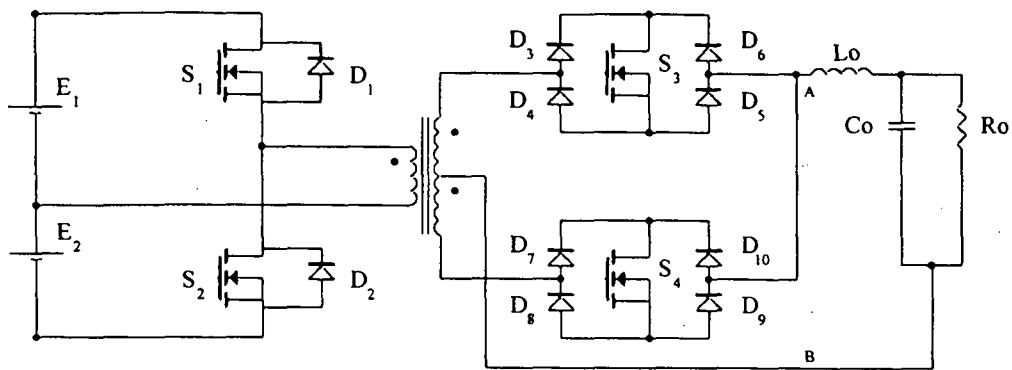
$$\Delta i_{L_o} = 15\%$$

$$\Delta v_s = 5\%$$

b) Escolha da Topologia:

Meia ponte no Inversor e meia ponte no Cicloconversor.

É a mesma topologia apresentada na Fig.2.1.



c) Cálculo dos Esforços e Especificação de Componentes:

c.1) Tensão nos interruptores do inversor:

utilizando as equações (2.14) e (2.15)

$$V_{D_1} = V_{D_2} = 2E = 24V$$

$$V_{S_1} = V_{S_2} = 2E = 24V$$

c.2) Tensão nos interruptores do cicloconversor:

utilizando as equações (2.16) e (2.17)

$$V_{S_3} = V_{S_4} = 2 \cdot E' \approx 1000V$$

Sendo E' a tensão primária refletida ao secundário que deve ser calculada a partir da relação de transformação do Transformador e considerando as quedas de tensão nos semicondutores a fim de garantir que a tensão na entrada do Filtro seja maior que o pico da fundamental da tensão de saída.

c.3) Corrente nos interruptores do Inversor

a corrente máxima de carga será

$$I_{0_{pk}} = \frac{P_o}{V_{0_{ef}}} \cdot \sqrt{2} = \frac{500}{220} \sqrt{2} = 3,2 A$$

c.4) Corrente média:

utilizando a equação (2.20)

$$I_{D_{1md}} = I_{D_{2md}} = \frac{I'_{pk}}{2} = \frac{40.(3,2.1,15)}{2} \approx 75 A$$

Da mesma forma

$$I_{S_{1md}} = I_{S_{2md}} = 75 A$$

c.5) corrente eficaz:

utilizando a equação (2.21)

$$I_{D_{1ef}} = I_{D_{2ef}} = \frac{I'_{pk}}{\sqrt{2}} = \frac{40.(3,2.1,15)}{\sqrt{2}} \approx 104 A$$

Da mesma forma

$$I_{S_{1ef}} = I_{S_{2ef}} = 104 A$$

c.6) Corrente nos interruptores do Cicloconversor

c.7) Corrente média:

utilizando a equação (2.22)

$$I_{D_{3med}} = \frac{I_{pk}}{2} = \frac{3,2.1,15}{2} = 2,4 A$$

Da mesma forma

$$I_{S_{3md}} = I_{S_{4md}} = 2,4$$

c.8) Corrente eficaz:

utilizando a equação (2.23)

$$I_{D_{\text{seef}}} = \frac{I_{pk}}{\sqrt{2}} = \frac{3,2,1,15}{\sqrt{2}} = 2.6 A$$

Da mesma forma

$$I_{S_{3ef}} = I_{S_{4ef}} = 2.5 A$$

Especificação de Componentes:

DIODOS	
INVERSOR	CICLOCONVERSOR
Dois Diodos - 30 V/ 75 A	Oito Diodos - 1000 V/ 4 A
TRANSISTORES	
INVERSOR	CICLOCONVERSOR
Dois Transistores - 30 V/ 75 A	Dois Transistores - 1000 V/ 4 A

2.5.2 Exemplo 2

a) Especificações:

$$E_1 = E_2 = 12V$$

$$P_o = 500W$$

$$V_{\text{oef}} = 110V$$

$$f_s = 30KHz$$

$$\Delta.i_{L_o} = 15\%$$

$$\Delta.v_s = 5\%$$

Seguindo a mesma Metodologia de Projeto, obtém-se as seguintes especificações para os componentes:

DIODOS	
INVERSOR	CICLOCONVERSOR
Dois Diodos - 30 V/ 75 A	Oito Diodos - 500 V/ 8 A
TRANSISTORES	
INVERSOR	CICLOCONVERSOR
Dois Transistores - 30 V/ 75 A	Dois Transistores - 500 V/ 8 A

2.5.3 Exemplo3

a) Especificações:

$$E_1 = E_2 = 24V$$

$$P_o = 500W$$

$$V_{oef} = 110V$$

$$f_s = 30KHz$$

$$\Delta.i_{L_o} = 15\%$$

$$\Delta.v_s = 5\%$$

Seguindo a mesma Metodologia de Projeto, obtém-se as seguintes especificações para os componentes:

DIODOS	
INVERSOR	CICLOCONVERSOR
Dois Diodos - 60 V/ 40 A	Oito Diodos - 500 V/ 8 A
TRANSISTORES	
INVERSOR	CICLOCONVERSOR
Dois Transistores - 60 V/ 40 A	Dois Transistores - 500 V/ 8 A

2.6-CONCLUSÕES

Neste capítulo foi apresentado e analisado um conversor proposto para ser empregado em sistemas UPS de pequena potência. Foram obtidas suas características externas e desenvolvida uma metodologia e critérios de projeto a fim de facilitar o dimensionamento e a especificação dos componentes empregados. Foi realizada, também, uma análise das diversas topologias possíveis para o conversor, ressaltando-se suas vantagens e desvantagens. Ao final do capítulo foram apresentados exemplos de projeto a fim de ilustrar a metodologia desenvolvida e direcionar uma posterior implementação em laboratório de tal conversor.

CAPÍTULO 3

ESTUDO DAS ESTRATÉGIAS DE COMANDO E CONTROLE

3.1-INTRODUÇÃO

Conforme foi mostrado no capítulo anterior, a modulação da tensão de saída do conversor é realizada através do controle adequado da defasagem entre os sinais de comando dos interruptores do estágio inversor(primário) e o estágio cicloconversor(secundário). Neste capítulo serão apresentadas e estudadas propostas de comando e controle para o conversor a fim de se obter uma tensão de saída senoidal. A lógica utilizada deverá realizar o comando dos interruptores do primário e secundário a partir de um sinal PWM, enquanto o circuito de controle deverá manter a tensão de saída com baixa taxa de distorção harmônica(THD) mesmo para cargas não lineares, que são em muitos casos a aplicação típica de sistemas UPS de pequena potência. Ao final deste capítulo ainda serão mostrados resultados obtidos por simulação a fim de comprovar o princípio de funcionamento do conversor e facilitar uma posterior análise de bancada do protótipo implementado.

3.2-ANÁLISE DA LÓGICA DE COMANDO

A lógica de comando que se busca para o conversor em estudo é basicamente aquela que permita, a partir de um sinal PWM, obter dois sinais de comando com período e razão cíclica fixos defasados no tempo, sendo que esta defasagem seja controlada pela razão cíclica do sinal PWM. Isto porque as técnicas de modulação utilizadas baseiam-se na geração de um sinal PWM de alta frequência modulado por um sinal senoidal de baixa frequência.

Existe, também, a possibilidade de se comandar o estágio cicloconversor de modo que o mesmo opere como um inversor clássico, ou seja, aplicando-se diretamente o sinal PWM aos

interruptores do cicloconversor, realizando uma modulação por valores médios instantâneos da tensão de saída, e comandando-se os interruptores do estágio inversor com um sinal de frequência fixa e razão cíclica constante. Deste modo, a modulação é realizada no cicloconversor.

Se os interruptores do cicloconversor forem implementados de modo a emular um tiristor, o mesmo irá operar, com relação à tensão e a corrente de saída, como um cicloconversor com comutação natural. Isto evita a necessidade da detecção da passagem da corrente por zero, que é um processo complicado e mais oneroso. Deste modo basta comandar o interruptor a conduzir, sem preocupação com o sentido da corrente de saída. As possibilidades de interruptores bidirecionais serão apresentadas no Capítulo 4.

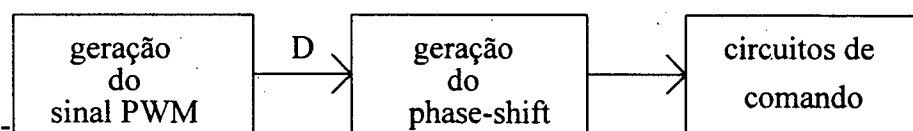


Fig.3.1 - Lógica de comando phase-shift

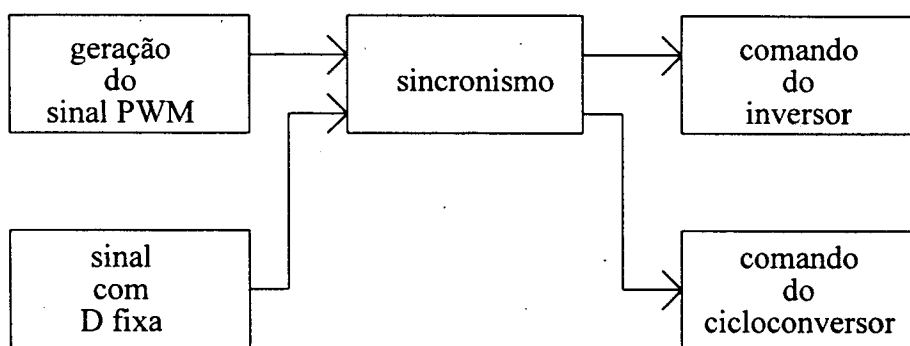


Fig.3.2 - Lógica de comando PWM

Como se busca neste trabalho a implementação de um conversor que seja simples e de baixo custo, a lógica de comando "phase-shift" deve fornecer circuitos mais simples e de fácil implementação. Além do que, está mais de acordo com o funcionamento do conversor descrito no capítulo 2, com o controle da tensão de saída por defasagem entre os sinais de comando do inversor e do cicloconversor.

3.3-PROPOSTAS PARA O CIRCUITO DE CONTROLE

As fontes ininterruptas de energia alimentam cargas com características de não linearidade e cada vez mais sensíveis à variações indesejáveis da tensão aplicada. Portanto, exige-se que os sistemas UPS tenham um controle da tensão de saída com estabilidade e resposta dinâmica rápida.

São inúmeras as possibilidades de modulação existentes na literatura. Dentre elas a Modulação por Pulso Único(SPM) [8] e todos os tipos de Modulação PWM, que aproximam a forma de onda da saída do inversor de uma senóide, facilitando a filtragem do conteúdo harmônico existente. A modulação PWM pode ser gerada de várias maneiras, sendo classificada de dois modos:

- quanto ao formato dos pulsos gerados, a dois níveis ou a três níveis. No caso da modulação à dois níveis, os pulsos da onda gerada variam de um nível positivo de tensão para um nível negativo, nunca se anulando. Já na modulação a três níveis os pulsos gerados variam entre um nível positivo, zero e negativo.

- quanto a forma como são geradas, sendo Modulação PWM Senoidal Natural, Modulação PWM Senoidal Regular e Modulação PWM Senoidal Otimizada [8].

É importante lembrar que não é objetivo deste trabalho o estudo aprofundado de nenhum tipo de modulação ou sistema de controle, e sim a escolha de um circuito que seja capaz de gerar a modulação necessária ao funcionamento adequado do conversor em estudo e também controlar a tensão de saída para que a mesma se mantenha regulada e com baixa distorção harmônica. Apenas faz-se necessária esta pequena revisão afim de auxiliar a escolha dos circuitos de modulação e controle que melhor se encaixem dentro dos objetivos do trabalho.

Além destas modulações, pode-se citar, ainda, a Modulação Delta [13], que gera um sinal PWM de frequência variável e a Modulação Delta Sincronizada [14], que gera um sinal PWM de frequência fixa sincronizado com uma tensão de referência.

O problema principal de todos estes tipos de modulação é que são fáceis de serem implementados apenas para sistemas operando em malha aberta, não fornecendo controle adequado da tensão de saída. Em função disto, os estudos atuais baseiam-se na busca de

circuitos capazes de não apenas gerar a modulação desejada mas também controlar a tensão de saída.

Desta maneira consegue-se obter uma tensão de saída senoidal regulada e com baixa distorção harmônica a partir de apenas um circuito de controle. Esta técnica é conhecida na literatura por Modulação por Valores Médios Instantâneos da Tensão de Saída. Existem várias propostas de circuitos que utilizam esta técnica, variando apenas o tipo de controle utilizado e o número de variáveis do sistema (Planta) a serem controladas. Idealmente, quanto maior o número de variáveis do sistema se controla, melhor é o resultado obtido. Porém, na prática, é quase impossível se controlar todas as variáveis de um sistema. O que se tem feito basicamente é controlar as variáveis associadas ao filtro de saída dos inversores, tensão no capacitor e corrente no indutor. Quando se deseja simplificar e baratear os circuitos de controle é possível abandonar o controle da corrente que é mais complicado e dispendioso.

Dentro destas características, modulação por valores médios instantâneos da tensão de saída com monitoramento apenas da tensão no capacitor, existem no LAMEP-GEPAE trabalhos já concluídos e disponíveis e outros ainda em estudo[8][9][10].

A Modulação por Valores Médios Instantâneos da Tensão de Saída utilizando Sliding Mode Control é um trabalho que está em andamento[10]. Seu objetivo é aplicar uma teoria de controle capaz de proporcionar com rápida resposta dinâmica e estabilidade os instantes de comutação dos interruptores de um inversor por meio da modulação por largura de pulso (PWM) e gerar uma metodologia de projeto do sistema de controle. Este sistema tem como características:

- funcionamento com frequência fixa
- taxa de distorção harmônica dentro do limite específico da norma, mesmo para carga não linear
- simplicidade implementação e baixo custo do controlador

Esta técnica promete um controle robusto, insensível à variação de parâmetros e às incertezas de estrutura e dinâmicas não modeladas.

Seu princípio está demonstrado no diagrama de blocos da Fig.3.3

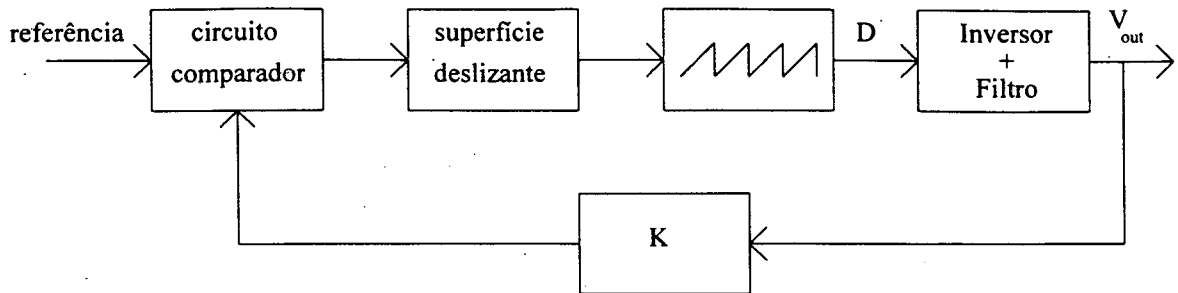


Fig.3.3 - Diagrama de blocos da modulação com SMC

Como este sistema gera um sinal de comando PWM para os interruptores, pode ser utilizado dentro da lógica de comando proposta neste capítulo. Porém, como já foi dito, este é um trabalho que apesar de possuir grandes qualidades ainda se encontra em desenvolvimento e não está disponível atualmente.

Já concluídos e disponíveis existem dois trabalhos baseados em técnicas semelhantes de controle. O primeiro trata da modulação por valores médios instantâneos da tensão de saída utilizando Histerese Fixa[8]. Seu diagrama de blocos está representado na Fig.3.4

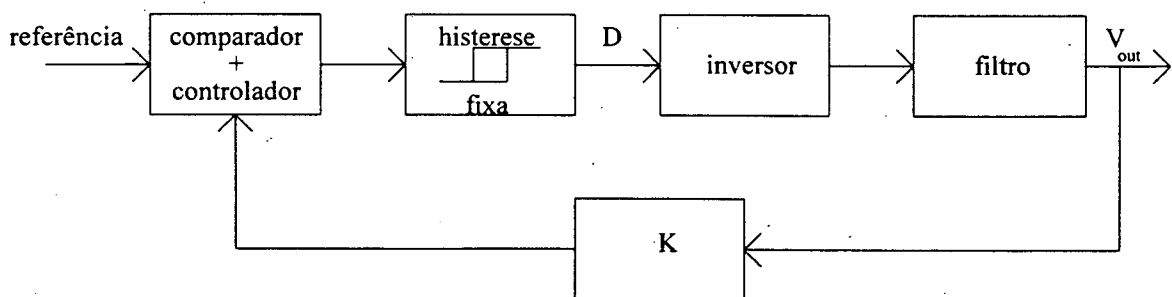


Fig.3.4 - Modulação com histerese fixa

Este tipo de modulação apresenta bons resultados para qualquer tipo de carga, mantendo a tensão de saída com baixa THD. Também fornece um sinal PWM para o comando dos interruptores. Sua grande desvantagem, entretanto, é o fato de operar com frequência de comutação variável, em função da faixa de histerese ser mantida fixa. Devido a esta frequência de operação variável, os elementos passivos - transformador, indutores e capacitores devem ser projetados para a mínima frequência de operação.

Visando solucionar este problema surgiu a técnica de modulação utilizando Histerese Variável[12][9], que possibilita fixar a frequência de comutação dos interruptores e obter baixa THD na tensão de saída, em função da adaptação da faixa de histerese. O princípio da modulação utilizando Histerese Variável está demonstrado na Fig.3.5.

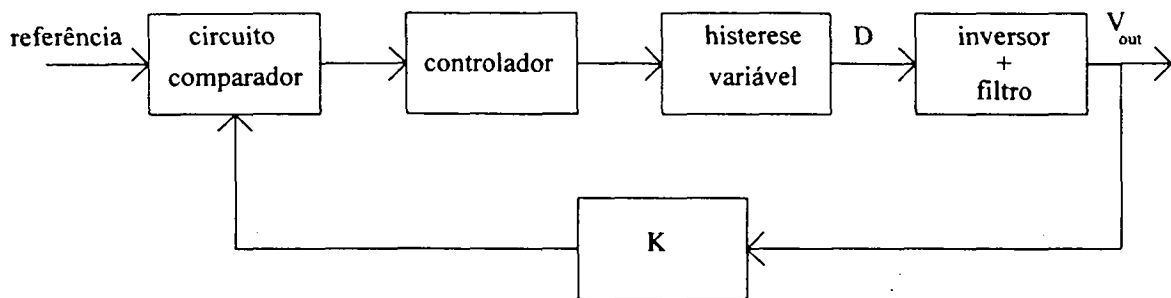


Fig.3.5 - Modulação com histerese variável

A tensão de saída é subtraída da tensão de referência gerando um sinal de erro. Este erro é enviado ao controlador, cuja saída é aplicada na entrada do bloco de histerese, que tem por finalidade gerar os sinais de comando dos interruptores com frequência fixa.

Pelas características apresentadas e pelo fato de a modulação com SMC ainda estar em desenvolvimento, decidiu-se utilizar a modulação com histerese variável, que será detalhada a seguir.

3.4-MODULAÇÃO UTILIZANDO HISTERESE VARIÁVEL

Neste item são apresentadas as etapas de projeto do circuito de controle e modulação do conversor. Estas etapas estão de acordo com o diagrama de blocos apresentado na Fig.3.6.

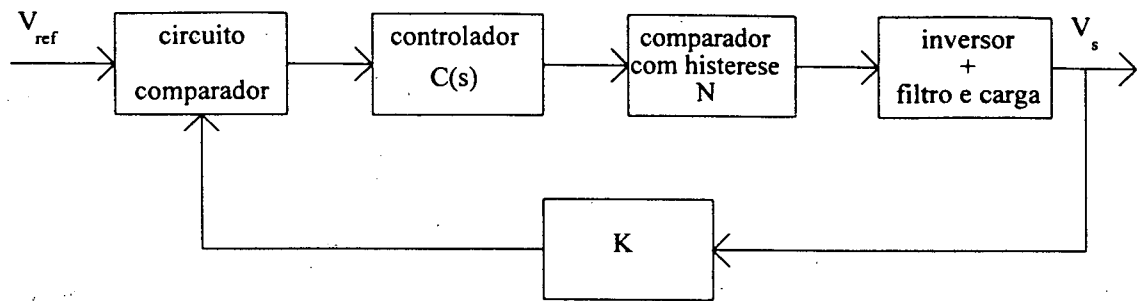


Fig.3.6 - Diagrama de blocos em malha fechada

O equacionamento do sistema consiste na obtenção da função de transferência de cada bloco individualmente e então a obtenção da função de transferência do sistema em malha fechada. Estas equações servem para o projeto do controlador e da faixa de histerese a ser utilizada.

3.4.1-FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO CONTROLADOR

O controlador adotado para esta técnica é o Proporcional-Derivativo, PD. Este controlador possui característica antecipatória, o que significa que o mesmo atua em função da derivada do erro. Desta forma, quanto maior for a derivada do erro, maior será a atuação do controlador, aumentando a velocidade de resposta da malha de controle.

A função de transferência do controlador PD é dada por

$$C(s) = K_p(1 + T_d \cdot s) \quad (3.1)$$

ou

$$C(j\omega) = K_p(1 + T_d \cdot j\omega) \quad (3.20)$$

onde

K_p = ganho proporcional

T_d = constante de tempo derivativa

3.4.2-FUNÇÃO DESCRITIVA DO COMPARADOR COM HISTERESE

O comparador com histerese introduz no sistema uma não linearidade do tipo Liga-Desliga. Seguindo o equacionamento e as considerações efetuados em [9], verifica-se que se uma tensão senoidal for aplicada na entrada do comparador com histerese, obtém-se na sua saída uma onda quadrada. Considerando-se que apenas a componente fundamental desta tensão de saída é relevante na análise aqui realizada, chega-se a função descritiva, definida como a relação complexa entre a componente harmônica fundamental da tensão de saída do comparador com histerese e a amplitude da tensão na entrada do comparador

$$|N| = \frac{Y_1}{A_{CL}} \quad (3.3.a)$$

$$\arg(N) = \phi_1 \quad (3.3.b)$$

onde

N = Função Descritiva

A_{CL} = amplitude da senóide de entrada

Y_1 = amplitude da componente harmônica fundamental da tensão de saída

ϕ_1 = defasamento da componente harmônica fundamental da tensão de saída

A função descritiva também pode ser expressa em função da faixa de histerese e das amplitudes das tensões de entrada e saída do comparador com histerese

$$\frac{I}{N} = \frac{\pi}{4E} (\sqrt{A_{CL}^2 - H^2} + jH) \quad (3.4)$$

3.4.3-FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO FILTRO MAIS CARGA

A Fig.3.7 mostra o filtro de saída mais uma carga resistiva

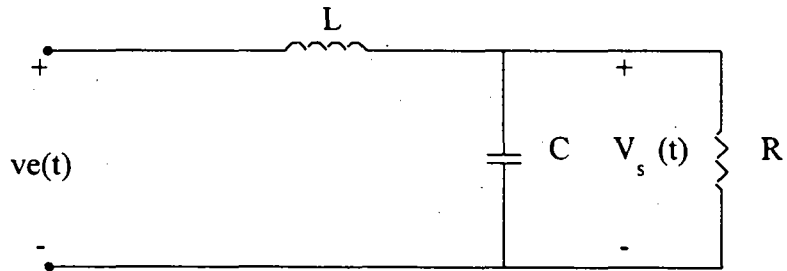


Fig.3.7 - Filtro de saída mais carga

Definindo-se

-frequência de ressonância

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.5)$$

- coeficiente de amortecimento

$$\zeta = \frac{1}{2 \cdot R} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.6)$$

a função de transferência do filtro mais carga é dada por

$$F(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2} \quad (3.7)$$

ou

$$F(s) = \frac{\omega_n^2}{\omega_n^2 - \omega^2 + j \cdot 2 \cdot \zeta \cdot \omega \cdot \omega_n} \quad (3.8)$$

3.4.4-EQUAÇÕES PARA O CÁLCULO DOS PARÂMETROS DO CONTROLADOR

Para que o sistema funcione adequadamente em malha fechada, a seguinte condição deve ser satisfeita

$$1 + C(s).N.F(s).K = 0 \quad (3.9)$$

ou

$$C(s).F(s).K = \frac{1}{N} \quad (3.10)$$

Estando já calculadas as funções de transferência para cada bloco individualmente, os parâmetros do controlador podem ser calculados pelas expressões a seguir

$$K_p = \frac{\pi}{4.\omega_n^2.K.E_e} \left[2.\zeta.\omega.\omega_n.H + (\omega^2 - \omega_n^2).\sqrt{A^2 - H^2} \right] \quad (3.11)$$

$$T_d = \frac{\pi}{4.\omega_n^2.K.K_p.\omega.E_e} \left[-2.\zeta.\omega.\omega_n.\sqrt{A^2 - H^2} + H(\omega^2 - \omega_n^2) \right] \quad (3.12)$$

onde

E_e = tensão na entrada do filtro

H = faixa de histerese a ser adotada inicialmente

A = máxima amplitude da variação de tensão no pico da senóide de saída

3.4.5-VARIAÇÃO DA FAIXA DE HISTERESE

A fim de se manter a frequência de comutação constante ao longo de todo o período da tensão de saída do inversor, a faixa de histerese deve ser variada de um valor inicial a um valor final.

De acordo com [9], as equações que definem o valor da faixa de histerese em função dos outros parâmetros do sistema são as seguintes

$$[(2\zeta\omega\omega_n)^2 + (\omega^2 - \omega_n^2)^2] H^2 - \left[\frac{16K_p K_p \omega \omega_n^3 \zeta (E_c - V_i)}{\pi} \right] H + \left[\left(\frac{4K_p K_p \omega_n^2 \zeta (E_c - V_i)}{\pi} \right)^2 - (\omega^2 - \omega_n^2) A^2 \right] = 0 \quad (3.13)$$

$$[(2\zeta\omega\omega_n)^2 + (\omega^2 - \omega_n^2)^2] H^2 - \left[\frac{8K_p K_p \omega \omega_n^2 T_d (\omega^2 - \omega_n^2)}{\pi} (E_c - V_i) \right] H + \left[\left(\frac{4K_p K_p \omega_n^2 T_d (E_c - V_i)}{\pi} \right)^2 - (2\zeta\omega\omega_n)^2 A^2 \right] = 0 \quad (3.14)$$

onde

V_i = condição inicial de tensão no filtro de saída

As equações (3.13) e (3.14) estão em função da largura de histerese H e são do segundo grau. Para se garantir uma frequência de comutação constante deve-se diminuir a faixa de histerese parabolicamente, de forma que a mínima largura da histerese ocorra no pico da tensão de saída. Ou seja, em um período da tensão senoidal de saída, a faixa de histerese deve ser levada duas vezes ao valor mínimo.

O sinal PWM de controle é obtido da comparação do erro, diferença entre a tensão de referência e a tensão de saída, com a faixa de histerese, que é variável no tempo.

3.5-METODOLOGIA DE PROJETO PARA O CIRCUITO DE MODULAÇÃO E CONTROLE

A seguir são definidas as etapas necessárias ao projeto dos parâmetros do circuito gerador do sinal PWM utilizando a técnica da Histerese Variável[9].

3.5.1-ESPECIFICAÇÕES

Estas especificações são as mesmas apresentadas no capítulo 2:

- valor das tensões de entrada E, que geralmente são fornecidas por um banco de Baterias.
- valor da tensão eficaz de saída, que para o Brasil será de 110V ou 220V dependendo da região onde o equipamento será instalado
- especificação da frequência de saída, geralmente 60Hz.
- especificação da frequência de comutação, que vai depender basicamente dos semicondutores a serem utilizados.
- especificação da potência nominal, ou seja, a máxima potência que o equipamento deve fornecer em regime normal de trabalho.

3.5.2-PROJETO DO FILTRO DE SAÍDA

As equações necessárias ao projeto dos elementos L e C do filtro de saída também estão no capítulo 2, no item que trata do projeto do estágio de potência.

$$L_0 = \frac{E^2 - 2 \cdot (V_{s(1)ef})^2}{4 \cdot \sqrt{2} \Delta \cdot i_{L_0} \cdot f_S \cdot V_{s(1)ef}} \quad (2.32)$$

$$C_0 = \frac{\Delta \cdot i_{L_0}}{2 \cdot f_S \cdot \Delta \cdot v_S} \quad (2.38)$$

3.5.3-PROJETO DO ESTÁGIO DE CONTROLE

Primeiramente deve-se calcular o ganho do laço de realimentação, que deve compatibilizar o nível da tensão de saída com a referência

$$K = \frac{A_{V_{ref}}}{A_{V_s}} \quad (3.15)$$

onde

$A_{V_{ref}}$ = amplitude da tensão de referência

A_{V_s} = amplitude da tensão de saída do conversor

Com os valores calculados para os elementos L e C do filtro e também da carga R, calcula-se

- frequência natural do filtro

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (3.16)$$

- coeficiente de amortecimento

$$\zeta = \frac{1}{2 \cdot R} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.17)$$

- frequência angular

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f_s \quad (3.18)$$

A próxima etapa é a especificação da largura inicial da faixa de histerese a ser adotada. Este valor deve ser adotado de forma a estar próximo à amplitude máxima da senóide que se tem na condição de ciclo limite[9] A.

Portanto, tem-se:

-amplitude da senóide do ciclo limite

$$A = \frac{\Delta \cdot V_s}{2} \quad (3.19)$$

adotando-se

$$H_{inicial} = H < A \quad (3.20)$$

Com estes dados calcula-se os parâmetros do controlador, através das equações (3.11) e (3.12)

$$K_p = \frac{\pi}{4 \cdot \omega_n^2 \cdot K \cdot E_c} \cdot \left[2 \cdot \zeta \cdot \omega \cdot \omega_n \cdot H + (\omega^2 - \omega_n^2) \cdot \sqrt{A^2 - H^2} \right] \quad (3.11)$$

$$T_d = \frac{\pi}{4 \cdot \omega_n^2 \cdot K \cdot K_p \cdot \omega \cdot E_c} \cdot \left[-2 \cdot \zeta \cdot \omega \cdot \omega_n \cdot \sqrt{A^2 - H^2} + H(\omega^2 - \omega_n^2) \right] \quad (3.12)$$

Calculados os parâmetros do controlador, basta determinar o novo valor da faixa de histerese, para o instante em que a tensão de saída do conversor atinge o seu valor máximo, a fim de manter constante a frequência de comutação. Para tanto, é preciso calcular a variação da corrente no indutor no pico da senóide de saída. Esta variação é dada pela equação a seguir[9]

$$\frac{\Delta_{i_{lopk}}}{\Delta_{i_{lo}}} = 1 - \left(\frac{\sqrt{2} \cdot V_{s_{ef}}}{E_e} \right)^2 \quad (3.21)$$

e o novo valor de A também para o caso em que a tensão de saída encontra-se em seu valor máximo

$$A = \frac{L \cdot \Delta_{i_{lopk}}}{8 \cdot (E_e - \sqrt{2} \cdot V_{s_{ef}}) \cdot C} \quad (3.22)$$

Finalmente, com todos os parâmetros calculados e sabendo que V_i deve ser igual ao valor eficaz da tensão de saída, $V_{s_{ef}}$. Reescrevendo a equação (3.13)

$$K_1 \cdot H^2 + K_2 \cdot H + K_3 \quad (3.23)$$

Resolve-se a equação (3.23), onde

$$K_1 = (2 \cdot \zeta \cdot \omega \cdot \omega_n)^2 + (\omega^2 - \omega_n^2)^2 \quad (3.24)$$

$$K_2 = \frac{1}{\pi} [16 \cdot K \cdot K_p \cdot \omega \cdot \omega_n^3 \cdot \zeta \cdot (E_e - V_i)] \quad (3.25)$$

$$K_3 = \left[\left(\frac{4 \cdot K \cdot K_p \cdot \omega_n^2 \cdot \zeta \cdot (E_e - V_i)}{\pi} \right)^2 - (\omega^2 - \omega_n^2)^2 \cdot A^2 \right] \quad (3.26)$$

Desta maneira, encontrando a largura da faixa de histerese quando a tensão senoidal de saída estiver em seu valor de pico, H_{final} .

Portanto, fazendo-se a faixa de histerese variar de $H_{inicial}$ até H_{final} , obtém-se uma frequência praticamente constante para o sinal PWM, que vai gerar os sinais de comando para os interruptores do inversor e cicloconversor, a partir da lógica de comando já definida.

3.6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A fim de comprovar o princípio de funcionamento do conversor em estudo e obter dados que facilitem uma posterior análise do protótipo implementado, foram realizadas algumas simulações em computador.

Os resultados destas simulações são mostrados a seguir e não representam necessariamente o projeto completo dos estágios de potência e modulação e controle, visto que os programas de simulação digital permitem a utilização de recursos que facilitam a geração de sinais, que não são encontrados em laboratório. O que se pretende nesta etapa é verificar o princípio de funcionamento e os esforços de tensão e corrente sobre os semicondutores, de modo a validar a metodologia de projeto até aqui desenvolvida.

O circuito de potência simulado aparece na Fig.3.8.

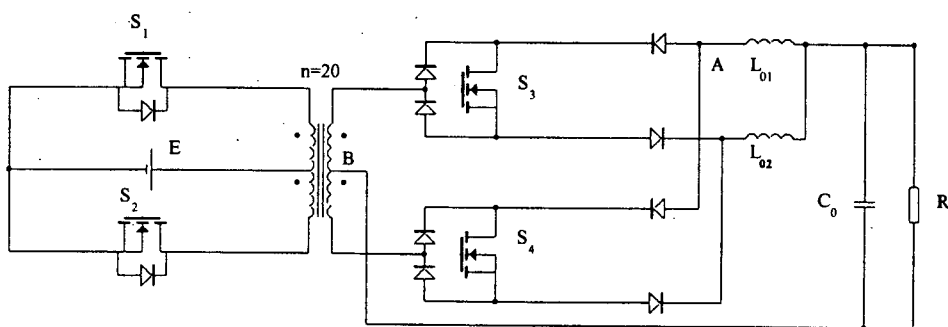


Fig.3.8 - Circuito de Potência simulado

Com

$$E=12 \text{ V}$$

$$L_{01} = L_{02} = 900\mu\text{H}$$

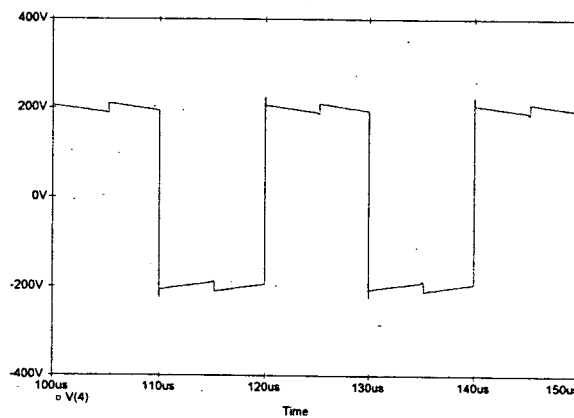
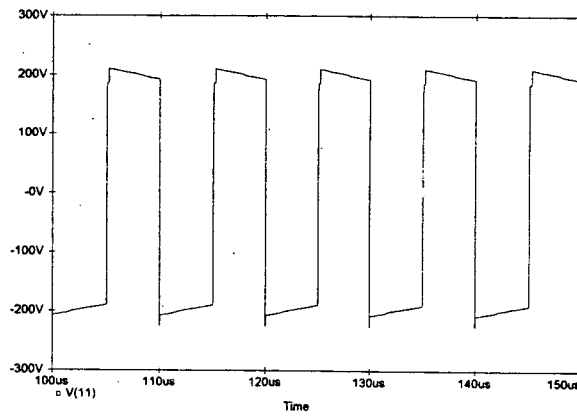
$$C_0 = 5\mu\text{F}$$

$$R = 25\Omega$$

Este circuito difere dos apresentados até aqui por utilizar dois indutores de filtro. Esta técnica é utilizada a fim de se evitar o uso de tempo morto entre os comandos dos interruptores S_3 e S_4 , que geraria sobretensões devido à interrupção da corrente no indutor[6].No Capítulo 4

este princípio será melhor detalhado, com a apresentação dos circuitos de comando implementados.

Os resultados de simulação apresentados a seguir mostram as principais formas de onda do conversor em diferentes pontos de operação, ou seja, para diferentes defasagens D entre os sinais de comando do inversor e do cicloconversor. Também é apresentado um resultado de simulação onde a defasagem D foi variada senoidalmente em torno de 0,5, obtendo-se uma tensão de saída que segue uma referência senoidal de frequência 60Hz.



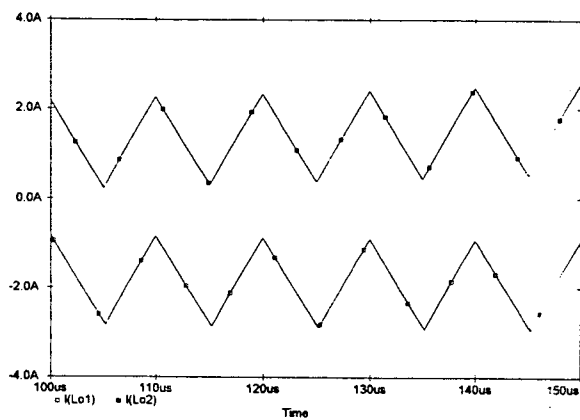


Fig.3.11 - Corrente nos indutores de filtro para $D=0,5$

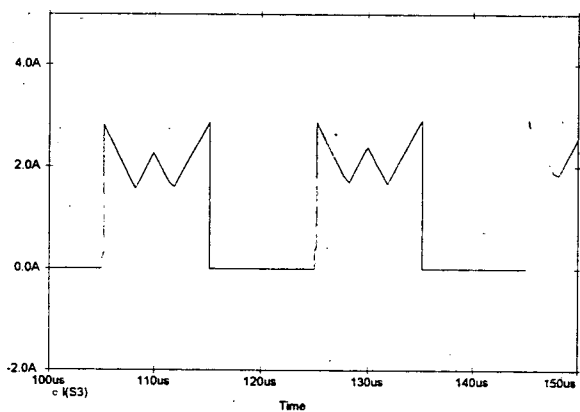


Fig.3.12 - Corrente no interruptor S_3 para $D=0,5$

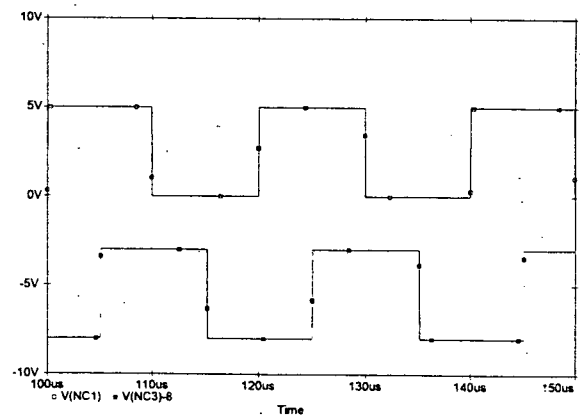


Fig.3.13 - Sinais de comando dos interruptores S_1 e S_3 para $D=0,5$

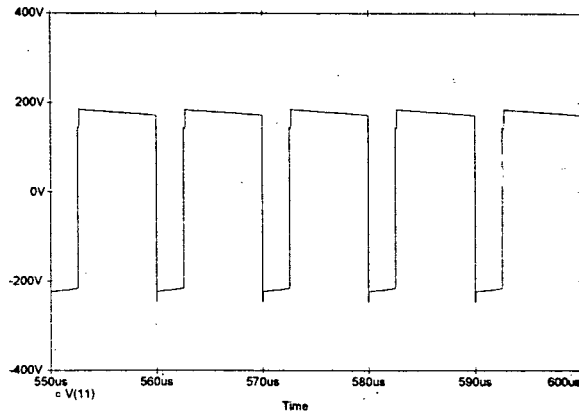


Fig.3.14 - Tensão V_{AB} para $D=0,75$

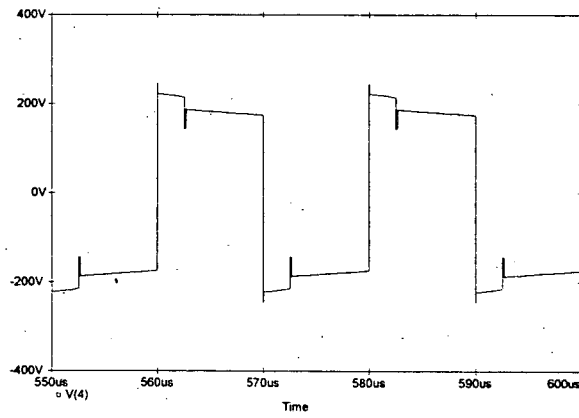


Fig.3.15 - Tensão no transformador para $D=0,75$

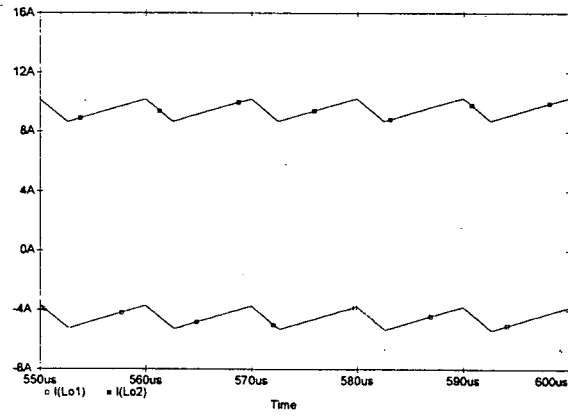


Fig.3.16 - Corrente nos indutores de filtro para $D=0,75$

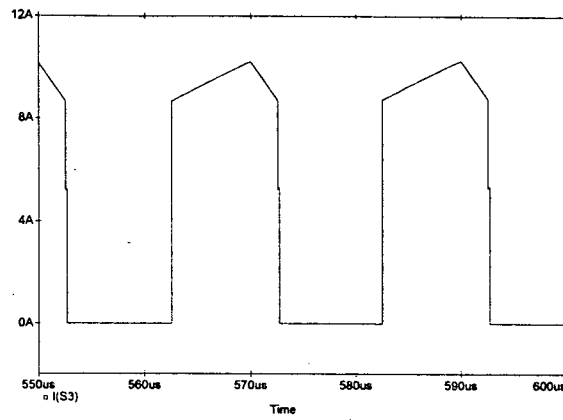


Fig.3.17 - Corrente no interruptor S_3 para $D=0,75$

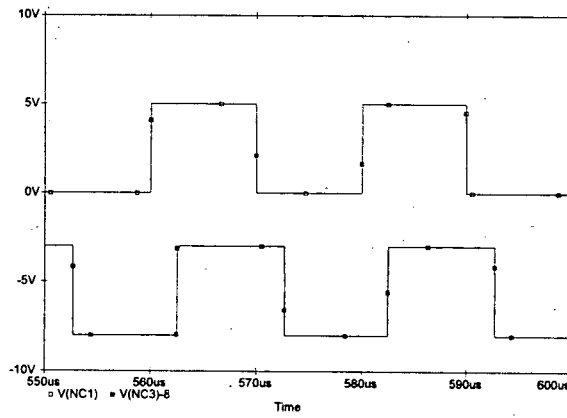


Fig.3.18 - Sinais de comando dos interruptores S_1 e S_3 para $D=0,75$

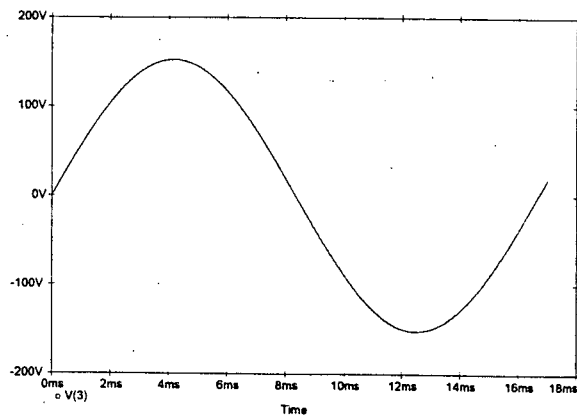


Fig.3.22 - Tensão de saída com modulação

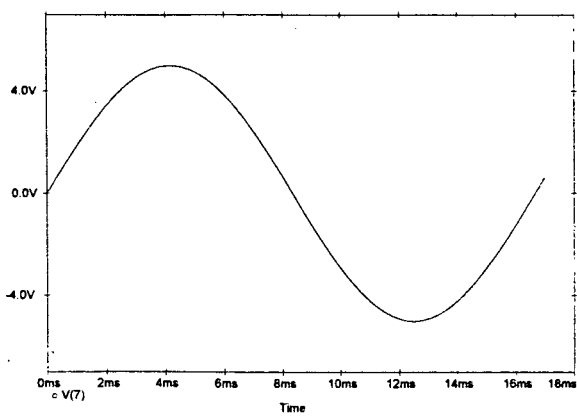


Fig.3.23 - Tensão de referência

3.7-CONCLUSÕES

Neste capítulo foi apresentada a lógica de comando considerada adequada ao melhor funcionamento do conversor em estudo. Foram também apresentados alguns dos tipos de modulação mais utilizados e definiu-se a metodologia de modulação e controle a ser utilizada, em função dos objetivos buscados e da disponibilidade de tecnologia.

Neste capítulo, ainda foram mostrados os resultados de simulação obtidos, que comprovam o princípio de funcionamento idealizado do conversor e fornecem dados para análise de bancada.

A etapa seguinte do trabalho consiste na implementação do estágio de potência e dos circuitos de comando e controle que validem o estudo teórico até aqui realizado.

CAPÍTULO 4

EXPERIMENTAÇÃO

4.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo será realizada uma análise experimental do conversor estudado até aqui.

O projeto do protótipo seguirá a metodologia desenvolvida no capítulo 2. Serão desenvolvidos e detalhados circuitos de comando que realizem a lógica apresentada no capítulo 3. Desta maneira pretende-se verificar o funcionamento do conversor e compará-lo com a análise teórica e por simulação realizada anteriormente. Finalmente, pretende-se aplicar uma modulação senoidal a fim de se obter tensão de saída senoidal de frequência 60Hz, validando o princípio de funcionamento por defasagem entre os sinais de comando dos interruptores do inversor e do cicloconversor.

4.2 - PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA

O projeto do estágio de potência segue a Metodologia de Projeto desenvolvida no capítulo 2.

4.2.1 - ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS

Como o conversor em estudo destina-se a aplicações em UPS de pequenas potências, os valores técnicos especificados referem-se a equipamentos desta categoria. Ítens como disponibilidade de componentes também são levados em consideração.

- Tensão de entrada

$$E = 12 \text{ V}$$

- Tensão eficaz de saída

$$V_{\text{sef}} = 110 \text{ V}$$

- Frequência de saída

$$f_0 = 60 \text{ Hz}$$

- Frequência de comutação

$$f_s = 30 \text{ kHz}$$

- Potência de saída

$$P_0 = 200 \text{ W}$$

4.2.2 - CÁLCULO DOS ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO NOS COMPONENTES

Antes de se efetuar o cálculo dos esforços de tensão e corrente a que estarão submetidos os componentes é necessário especificar as topologias do estágio inversor e cicloconversor e que tipos de interruptores bidirecionais serão implementados.

Para o estágio inversor será adotada a topologia Push-Pull, enquanto que o cicloconversor será implementado em meia ponte.

As possibilidades de interruptores bidirecionais utilizando transistores de tecnologia MOSFET são mostradas a seguir.

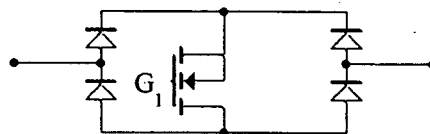


Fig.4.1 - Interruptor bidirecional com um transistor e ponte de diodos

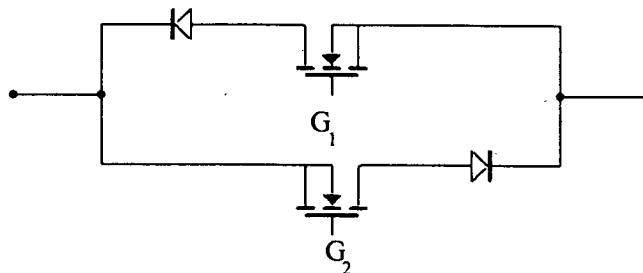


Fig.4.2 - Interruptor bidirecional com dois transistores

Estes dois tipos de interruptores bidirecionais emulam um tiristor, o que possibilita que o estágio cicloconversor implementado funcione como um cicloconversor com comutação natural. Deste modo, não há necessidade de se monitorar a corrente de saída a fim de se detectar sua

passagem por zero. A monitoração de corrente de pequeno valor exige o uso de equipamentos sofisticados e caros.

Das duas possibilidades mostradas anteriormente, a primeira tem a desvantagem de utilizar quatro diodos para cada interruptor implementado, porém necessita de apenas um sinal de comando. O segundo interruptor bidirecional apresentado tem como principal desvantagem o fato de necessitar de dois sinais de comando isolados, um para cada transistor.

Pelas características apresentadas, optou-se em implementar os interruptores bidirecionais da maneira apresentada na Fig.4.1, com um transistor e uma ponte de diodos.

O conversor a ser implementado utilizará dois indutores de filtro, como aparece na Fig.4.3. Com isto evita-se trabalhar com tempo morto entre os sinais de comando dos interruptores S_3 e S_4 , prevenindo-se as sobretensões que apareceriam pelo fato de se interromper a corrente no indutor[1][6].

Como na prática é impossível gerar sinais de comando sem um tempo morto ou superposição, se fosse utilizado apenas um indutor de filtro, ou apareceriam sobretensões, no caso do tempo morto, ou sobrecorrentes devido ao curto-circuito do transformador no caso de um superposição entre os sinais de comando de S_3 e S_4 .

Quando se utiliza dois indutores, isto não acontece, porque apesar de os sinais de comando apresentarem um pequeno superposição, o transformador não é curto-circuitado pelo fato de os dois indutores introduzirem uma impedância neste caminho.

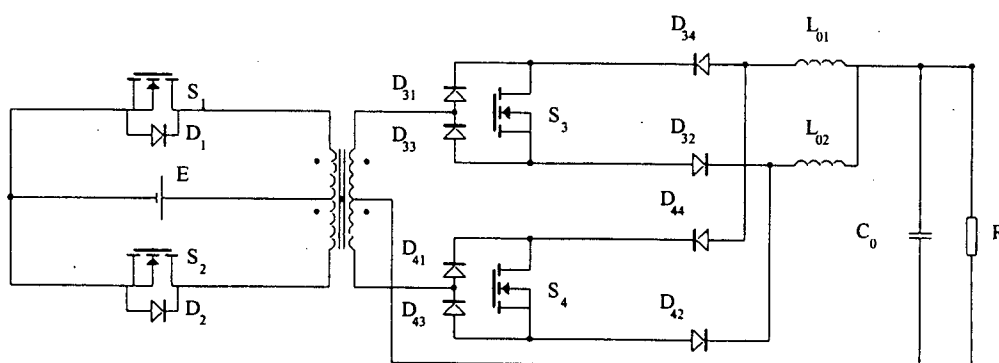


Fig.4.3 - Conversor a ser implementado

Definidas a topologia do inversor e do cicloconversor e o tipo de interruptor bidirecional a ser utilizado, pode-se calcular os esforços de tensão e corrente nos componentes.

- Tensão nos interruptores do inversor

Utilizando as equações (2.14) e (2.15)

$$V_{D1pk} = V_{D2pk} = 2.E$$

$$V_{S1pk} = V_{S2pk} = 2.E$$

Portanto

$$V_{D1pk} = V_{D2pk} = 24V$$

$$V_{S1pk} = V_{S2pk} = 24V$$

-Tensão nos interruptores do cicloconversor

A máxima tensão sobre estes componentes será o dobro da tensão de entrada refletida ao secundário. Das equações (2.16) e (2.17)

$$V_{S3pk} = V_{S4pk} = 2 \cdot \frac{1}{n} \cdot E$$

$$V_{Dsecpk} = 2 \cdot \frac{1}{n} \cdot E$$

onde n é a relação de transformação do transformador.

Com as especificações de projeto, tensão de entrada e tensão de saída, a tensão de saída de pico será de 156 V. Considerando-se as quedas de tensão nos componentes e a variação da tensão de entrada, que para as baterias é de 20% no mínimo, a tensão no primário do transformador

variará entre 9 e 14 V. Para garantir o valor da tensão eficaz de saída, a tensão no secundário do transformador deve ser de no mínimo 180 V.

Portanto, a relação de transformação será

$$n = \frac{1}{20}$$

Considerando-se o caso em que a tensão de entrada seja máxima, as tensões máximas nos componentes do cicloconversor serão

$$V_{S_{3pk}} = V_{S_{4pk}} = 2 \cdot 20 \cdot 14 = 460 \text{ V}$$

$$V_{D_{secpk}} = 2 \cdot 20 \cdot 14 = 460 \text{ V}$$

Considerando-se o caso onde a tensão de entrada seja máxima.

- Corrente nos interruptores do inversor

Com a equação (2.19) pode-se calcular a corrente de pico nos interruptores do inversor

$$I_{S_{1pk}} = I'_{0máx} + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_o \sqrt{2}}{nR} + \frac{\Delta i_L}{n2}$$

Para uma potência de saída de 200 W, o valor de R será igual a 60Ω . Ainda, a corrente máxima de saída será de 2,5 A. Especificando uma ondulação de corrente no indutor de filtro de 15%, tem-se

$$I_{S_{1pk}} = \frac{110 \cdot \sqrt{2}}{\frac{1}{20} \cdot 60} + \frac{20 \cdot 0,4}{2} = 56 \text{ A}$$

- Corrente média nos interruptores do inversor

Com a equação (2.20)

$$I_{SPmd} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{\frac{T}{2}} I_{SPpk} dt = \frac{I_{SPpk}}{2}$$

$$I_{SPmd} = \frac{56}{2} = 28A$$

-Corrente eficaz nos interruptores do inversor

Utilizando a equação (2.21)

$$I_{SPef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} I_{SPpk}^2 dt} = \frac{I_{SPpk}}{\sqrt{2}}$$

$$I_{SPef} = \frac{I_{SPpk}}{\sqrt{2}} = \frac{56}{\sqrt{2}} = 40A$$

- Corrente média nos interruptores do cicloconversor

Utilizando a equação (2.22)

$$I_{SSmd} = \frac{I_{SSpk}}{2}$$

$$I_{SSmd} = \frac{2,9}{2} = 1,45A$$

-Corrente eficaz nos interruptores do cicloconversor

Com a equação (2.23)

$$I_{SSef} = \frac{I_{SSpk}}{\sqrt{2}}$$

$$I_{SSef} = \frac{2,9}{\sqrt{2}} = 2,0A$$

4.2.3 - CÁLCULO DO FILTRO LC DE SAÍDA

4.2.3.1 - CÁLCULO DA INDUTÂNCIA

Estando especificada a ondulação de corrente em 15%, o valor da indutância a ser utilizada no filtro de saída pode ser calculado pela equação (2.32)

$$L_0 = \frac{\left(\frac{1}{n}E\right)^2 - 2 \cdot (V_{s(1)ef})^2}{4 \cdot \sqrt{2} \Delta \cdot i_{L_0} \cdot f_s \cdot V_{s(1)ef}}$$

$$L_0 = \frac{(180)^2 - 2 \cdot (110)^2}{4 \cdot \sqrt{2} \cdot 0,4 \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 110} = 1\text{mH}$$

4.2.3.2 - CÁLCULO DO CAPACITOR

O capacitor de filtro é calculado utilizando a equação (2.38)

$$C_0 = \frac{\Delta \cdot i_{L_0}}{2 \cdot f_s \cdot \Delta \cdot v_s}$$

Especificando uma ondulação de 5% na tensão de saída, tem-se

$$C_0 = \frac{0,4}{2 \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 8} = 1\mu\text{F}$$

O valor calculado para o capacitor é pequeno, mas na prática pode-se utilizar um capacitor um pouco maior.

4.2.4 - PROJETO DO TRANSFORMADOR

4.2.4.1 - Seleção do Núcleo

$$A_p = A_e \cdot A_w = \frac{P_{in} \cdot 10^4}{k_t \cdot k_w \cdot k_p \cdot J_{m\acute{a}x} \cdot \Delta B_{m\acute{a}x} \cdot 2 \cdot f_t} \quad (2.39)$$

Para um transformador com ponto central no primário e no secundário, tem-se os seguintes parâmetros:

$$P_{in} = 300W$$

$$k_t = \text{fator de topologia} = 1,41$$

$$k_w = \text{fator de utilização da janela do núcleo} = 0,4$$

$$k_p = \text{fator de utilização do primário} = 0,25$$

$$J_{m\acute{a}x} = \text{densidade de corrente m\acute{a}xima} = 450 \text{ A / cm}^2$$

$$\Delta B_{m\acute{a}x} = \text{excurs\~{a}o da densidade de fluxo m\acute{a}xima} = 0,15 \text{ T}$$

$$f_t = \text{frequ\~{e}ncia de opera\~{c}\~{a}o do transformador} = 30\text{KHz}$$

Resultando

$$A_e \cdot A_w = 5.25$$

Que leva \~{a} escolha do n\~{u}cleo E-55, cujas dimens\~{o}es s\~{a}o

$$A_e = 3.54 \text{ cm}^2$$

$$A_w = 2,50 \text{ cm}^2$$

4.2.4.2 - C\~{a}lculo dos enrolamentos prim\~{a}rio e secund\~{a}rio

$$N_1 = \frac{E_{min} \cdot 10^4}{2 \cdot A_e \cdot \Delta B_{m\acute{a}x} \cdot f_t} = \frac{9 \cdot 10^4}{2 \cdot 3,54 \cdot 0,15 \cdot 30 \cdot 10^3} = 3 \text{ espiras}$$

Da rela\~{c}\~{a}o de transforma\~{c}\~{a}o

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{1}{20}$$

O enrolamento secund\~{a}rio ser\~{a}

$$N_2 = 60 \text{ espiras}$$

4.2.4.3 - C\~{a}lculo das correntes nos enrolamentos prim\~{a}rio e secund\~{a}rio

A corrente no enrolamento secund\~{a}rio \~{e} calculada pela equa\~{c}\~{a}o (2.41)

$$I_2 = \frac{P_0}{V_0} \quad (2.41)$$

$$I_2 = \frac{250}{110} = 2,5A$$

A corrente no enrolamento primário é calculada utilizando a relação de transformação

$$I_1 = I_2 \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad (2.42)$$

$$I_1 = 50A$$

4.2.4.4 - Cálculo da seção dos condutores

$$S_2 = \frac{I_2}{J_{\text{máx}}} \quad (2.43)$$

$$S_1 = \frac{I_1}{J_{\text{máx}}} \quad (2.44)$$

$$S_2 = \frac{2,5}{450} = 0,0055\text{cm}^2$$

$$S_1 = \frac{50}{450} = 0,11\text{cm}^2$$

4.2.4.5 - Profundidade de penetração e diâmetro máximo do condutor

A profundidade de penetração é dada pela relação

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_t}} \quad (2.45)$$

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{30 \cdot 10^3}} = 0,04\text{cm}$$

e o diâmetro máximo do condutor será

$$\phi_{\text{máx}} = 2 \cdot \Delta \quad (2.46)$$

$$\phi_{\text{máx}} = 2.0,04 = 0,08\text{cm}$$

Serão utilizados, portanto, fios 20AWG

4.2.4.6 - Número de condutores para cada enrolamento

O enrolamento secundário terá um número de condutores dado pela relação a seguir

$$n_2 = \frac{S_2}{S_{\text{condutor}}} \quad (2.47)$$

$$n_2 = \frac{0,0055}{0,005175} = 1\text{fio}$$

Da mesma forma, o número de condutores do enrolamento primário será

$$n_1 = \frac{S_1}{S_{\text{condutor}}} \quad (2.48)$$

$$n_1 = \frac{0,11}{0,005176} = 21\text{fios}$$

4.2.5 - PROJETO DO INDUTOR

4.2.5.1 - Escolha do Núcleo

A escolha do núcleo do indutor é feita através da equação (2.49)

$$A_e \cdot A_w = \frac{L \cdot I_{pk} \cdot I_{ef} \cdot 10^4}{k_{wi} \cdot B_{\text{máx}} \cdot J_{\text{máx}}} \text{cm}^4$$

onde

L = valor da indutância do filtro de saída = 1mH

I_{pk} = corrente de pico = 2,5 A

I_{ef} = corrente eficaz = 1,8 A

$B_{\text{máx}}$ = densidade máxima de fluxo = 0,3 T

k_{wi} = fator de enrolamento = 0,6

Portanto

$$A_e \cdot A_w = \frac{1.10^{-3} \cdot 2,5.1,8.10^4}{0,6.0,3.450} = 0,55\text{cm}^4$$

O núcleo escolhido é o E - 30/14, que possui as seguintes medidas

$$A_e = 1,2\text{cm}^2$$

$$A_w = 0,85\text{cm}^2$$

$$A_p = 1,02\text{cm}^4$$

4.2.5.2 - Número de espiras do indutor

$$N_1 = \frac{L \cdot I_{pk} \cdot 10^4}{B_{\text{máx}} \cdot A_e} \quad (2.50)$$

$$N_1 = \frac{1.10^{-3} \cdot 2,5.10^4}{0,3.1,2} = 70\text{espiras}$$

4.2.5.3 - Cálculo do entreferro

$$l_g = \frac{N_1^2 \cdot \mu_o \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L} \quad (2.51)$$

$$l_g = \frac{70^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,2 \cdot 10^{-2}}{1.10^{-3}} = 0,7\text{cm}$$

O diâmetro e o número de condutores são calculados com as mesmas equações utilizadas para o transformador. Desta forma os indutores serão construídos com o mesmo tipo e número de fios que os enrolamentos secundários do transformador, ou seja, 1 fio 20AWG.

4.2.6 - ESPECIFICAÇÃO DE COMPONENTES

Realizado o dimensionamento do estágio de potência, foram especificados os seguintes componentes, de acordo com o material disponível no LAMEP-GEPAE;

- Interruptores para o inversor

MOSFET IRF1010

características

V_{DS} = máxima tensão Dreno-Source = 55V

I_D = máxima corrente média de Dreno = 75 A @ 25° C

I_D = máxima corrente média de Dreno = 53 A @ 100° C

R_{DSon} = resistência de condução = 0,014 Ω @ 25° C

Os diodos do inversor serão os próprios diodos intrínsecos dos MOSFETS.

- Interruptores do cicloconversor

MOSFET APT8075BN

características

V_{DS} = máxima tensão Dreno-Source = 800V

I_D = máxima corrente média de Dreno = 13 A @ 25° C

R_{DSon} = resistência de condução = 0,75 Ω @ 25° C

C_{oss} = 520pF

DIODOS APT15D60K

características

V_R = máxima tensão reversa = 600 V

$I_{F(AV)}$ = máxima corrente média direta = 15 A @ 25° C

V_F = máxima tensão direta = 1,7 V @ $I_F = 15$ A

t_{rr} = tempo de recuperação = 50 nS

O circuito de potência implementado aparece na Fig.4.4.

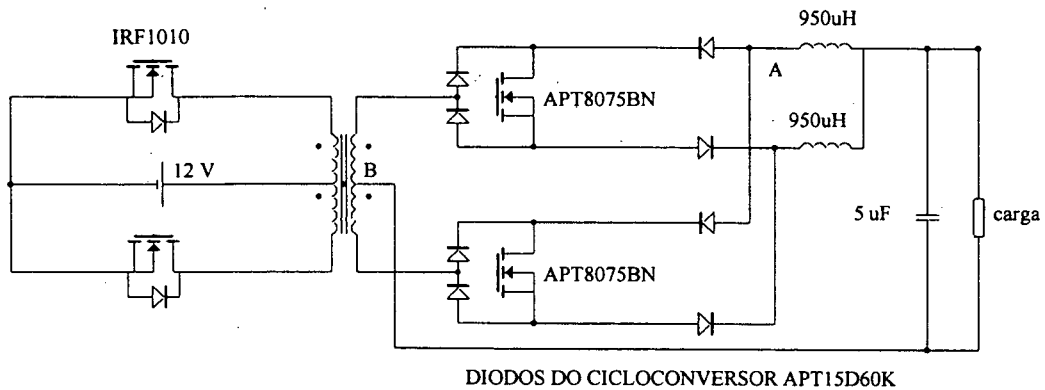


Fig.4.4 - circuito de potência implementado

4.3 - CIRCUITOS LÓGICOS DE COMANDO

4.3.1 - CIRCUITO GERADOR DE PHASE-SHIFT

A lógica de comando do conversor, apresentada no capítulo 3, exige que os sinais de gatilho dos interruptores do inversor e do cicloconversor sejam defasados no tempo (phase-shift). Esta defasagem deve ser gerada a partir de um sinal PWM de razão cíclica variável, podendo ser de frequência fixa ou variável.

A Fig.4.5 mostra o circuito implementado que realiza esta função.

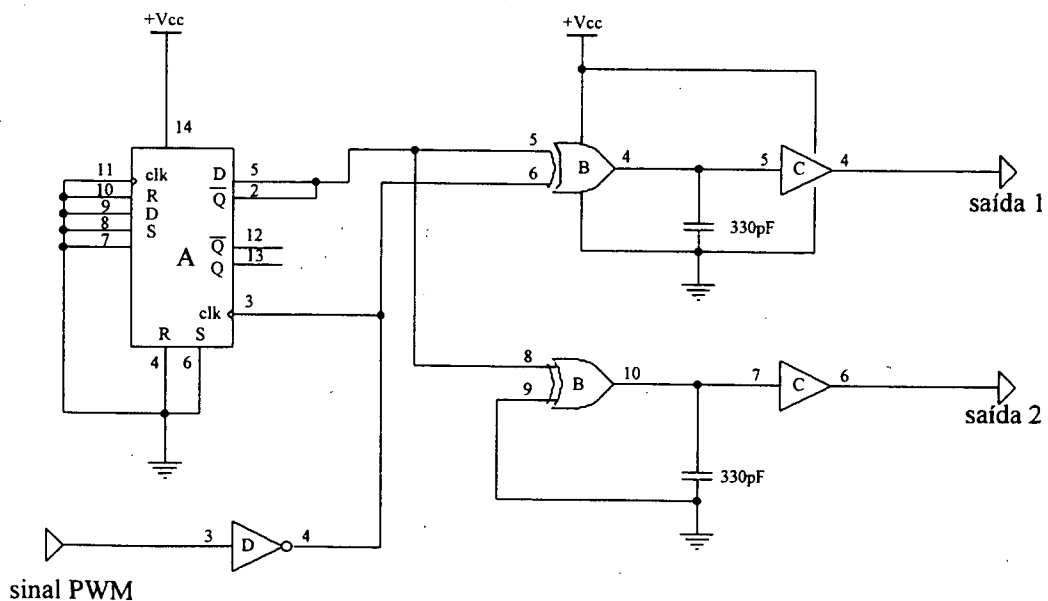


Fig.4.5 - circuito gerador de phase-shift

onde

A = 4011 Dual D Flip-Flop

B = 4070 Quad Exclusive OR Gate

C = 4050 Hex Buffer

D = 40106 Hex Schmitt Trigger

Este circuito gera, a partir do sinal PWM de entrada, dois sinais de razão cíclica fixa e igual a 0,5 defasados no tempo, como ilustra a Fig.4.6.

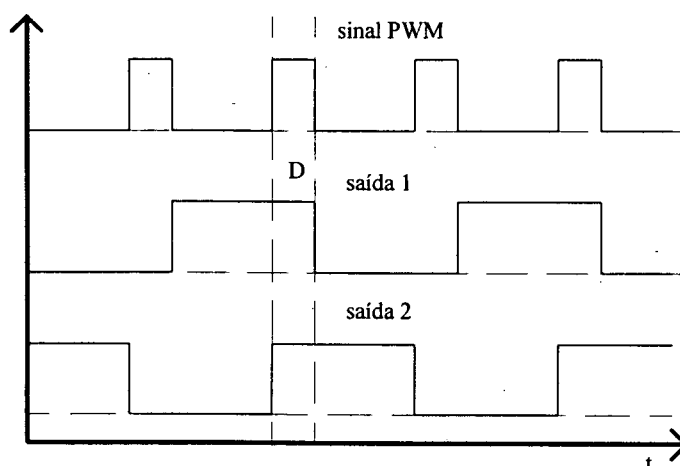


Fig.4.6 - Sinal PWM e das saídas 1 e 2 do circuito gerador de defasagem

A lógica de funcionamento deste circuito é a seguinte: A defasagem entre os sinais que aparecem nas saídas 1 e 2 depende da largura de pulso do sinal PWM de entrada. A duração do sinal PWM, ou seja, o tempo durante o qual ele fica alto, é o mesmo em que os sinais das saídas 1 e 2 estarão altos conjuntamente. Portanto, ao se variar a razão cíclica do sinal PWM estará se variando a defasagem entre os sinais das saídas 1 e 2. Teoricamente, a razão cíclica do sinal PWM pode ser variada entre 0 e 1. Porém na prática, existem limitações dos circuitos lógicos e também do circuito de potência, já que os MOSFETS possuem tempos mínimos de entrada em condução e de bloqueio que devem ser respeitados. Por este motivo, as razões cíclicas mínima e máxima do sinal PWM devem ser limitadas.

Os sinais de comando dos interruptores do inversor são gerados a partir do sinal da saída 1 da Fig.4.5 e os sinais de comando dos interruptores do inversor são gerados a partir do sinal da saída 2.

4.3.2 - CIRCUITO GERADOR DE TEMPO MORTO

Entre os sinais de comando dos interruptores S_1 e S_2 do inversor é necessário gerar um tempo morto a fim de evitar curto-circuito do transformador. Já os sinais de comando dos interruptores S_3 e S_4 do cicloconversor devem apresentar um pequeno superposição, fazendo com que o interruptor S_4 entre em condução antes do bloqueio do interruptor S_3 . Deste modo, a corrente nos indutores de filtro L_{01} e L_{02} não é interrompida e não devem aparecer sobretensões devido à descarga da energia armazenada nestes indutores[6].

O circuito gerador de tempo morto é mostrado na Fig.4.7 a seguir.

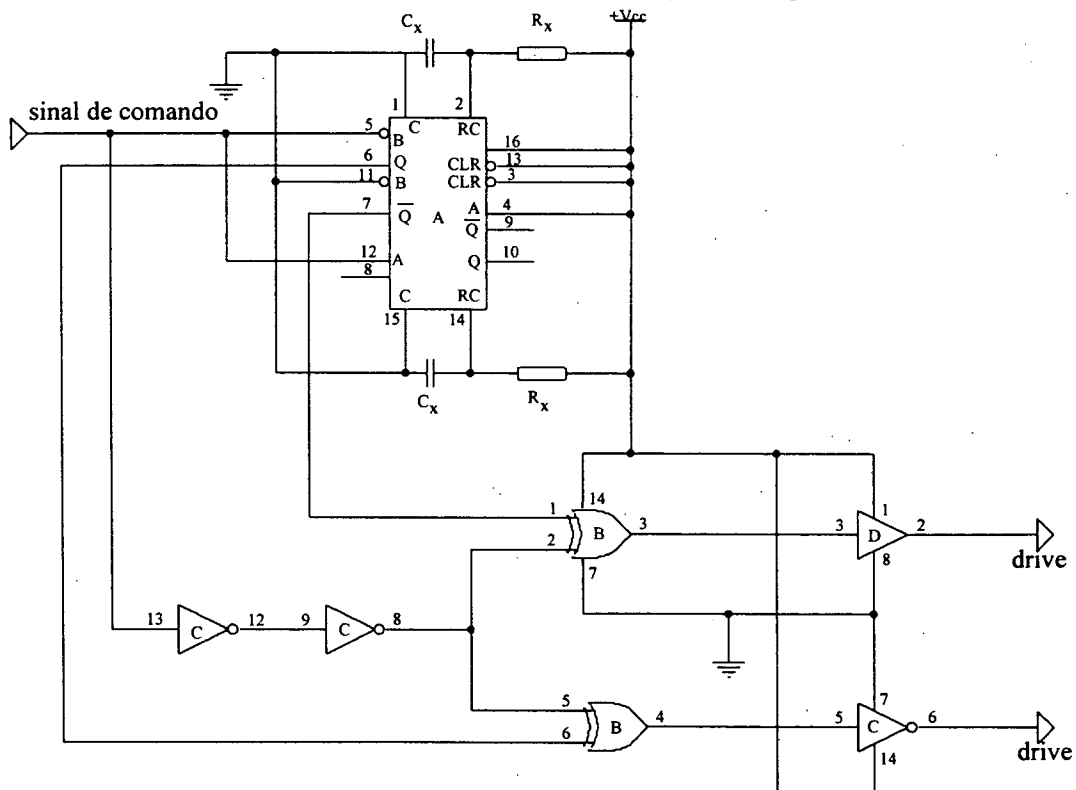


Fig.4.7 - circuito gerador de tempo morto

A = 4528 Dual Monostable Multivibrator

B = 4070 Quad Exclusive Or Gate

C = 40106 Hex Schmitt Trigger

$D = 4050$ Hex Buffer

$R_X = 3K9$

$C_X = 470pF$

A partir do sinal da saída 1 da Fig.4.5, este circuito gera os sinais de comando para os interruptores S_1 e S_2 do inversor. O tempo morto entre estes sinais é constante e determinado pelo resistor R_X e pelo capacitor C_X [10][11]. Com os valores do circuito anterior, o tempo morto gerado é de aproximadamente $1\mu S$. A lógica de geração de tempo morto deste circuito permite inclusive trabalhar com sinais de frequência ou razão cíclica variável, mantendo sempre constante o tempo morto entre os dois sinais. Por este motivo, tal circuito pode ser utilizado em circuitos comandados por sinais PWM ao invés de defasagem.

4.3.3 - CIRCUITO GERADOR DE SUPERPOSIÇÃO

Para o comando dos interruptores S_3 e S_4 do cicloconversor, invertendo a lógica de saída do circuito gerador de tempo morto obtém-se dois sinais com superposição. O tempo de duração deste superposição também será determinado pelo resistor R_X e pelo capacitor C_X . Como o sinal de comando dos interruptores do cicloconversor será gerado a partir do sinal da saída 2 do circuito da Fig.4.5, não é possível utilizar o mesmo circuito gerador de tempo morto para também gerar os sinais com superposição, apenas invertendo a lógica de saída. Portanto são implementados dois circuitos, um para gerar o tempo morto e outro para gerar o superposição necessário entre os sinais de comando dos interruptores do cicloconversor.

O circuito gerador de superposição é mostrado na Fig.4.8.

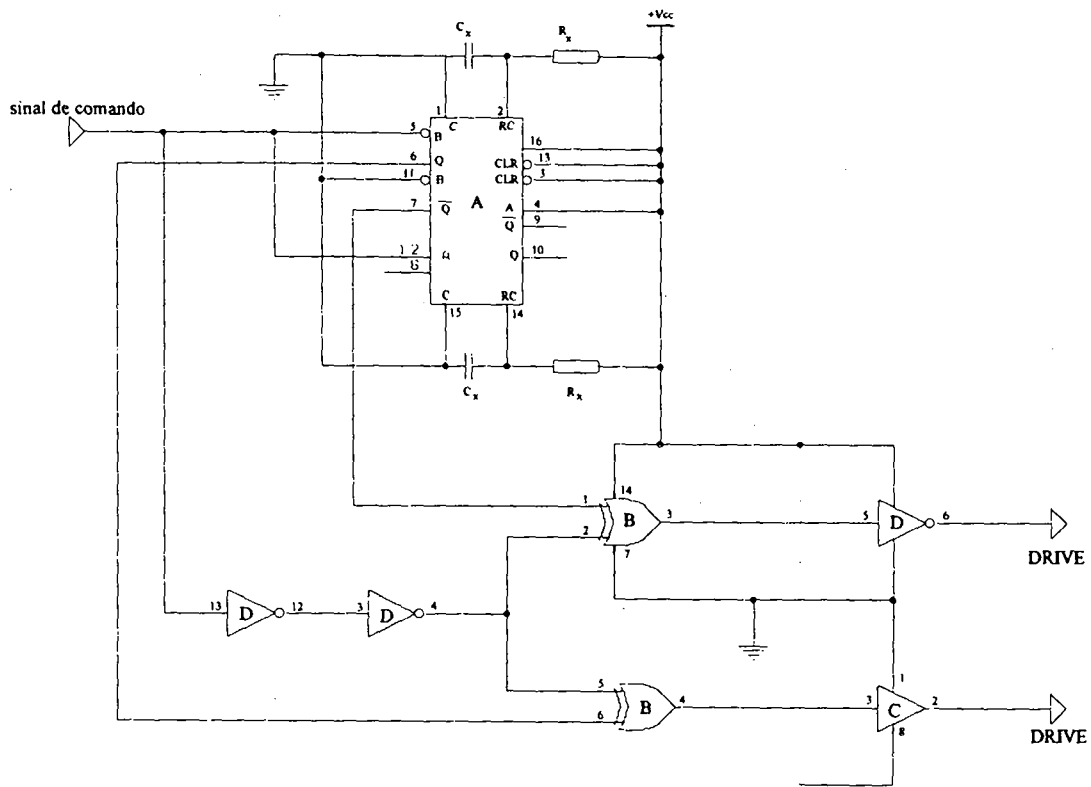


Fig. 4.8 - circuito gerador de superposição

A = 4528 Dual Monostable Multivibrador

B = 4070 Quad Exclusive Or Gate

C = 40106 Hex Schmitt Trigger

D = 4050 Hex Buffer

$R_x = 3K9$

$C_x = 470pF$

Portanto, os circuitos descritos anteriormente geram, a partir de um sinal PWM, quatro sinais de comando para os interruptores do conversor. Dois destes sinais são gerados com tempo morto entre si e os outros dois com superposição, sendo que os sinais de comando dos interruptores do cicloconversor estão defasados dos sinais de comando dos interruptores do inversor. Esta defasagem é controlada pela largura de pulso do sinal PWM de entrada. Estes circuitos realizam, então, a lógica de comando proposta no capítulo 3.

4.3.4 - CIRCUITO DRIVER DOS MOSFETS

Para que os interruptores do inversor e do cicloconversor sejam comandados adequadamente, é necessário um comando de gate que transmita os sinais de comando dos circuitos lógicos rapidamente e com nível de tensão que permita saturar os MOSFETS. Níveis pequenos de tensão gate-source não saturam suficientemente os MOSFETS, fazendo com que a sua resistência de condução seja alta. Por outro lado, sobretensões no gate podem danificá-los.

Pelo fato de todos os interruptores operarem com frequência e razão cíclica constantes, optou-se por trabalhar com o circuito driver que utiliza transformador de pulso como componente para isolamento galvânico, mostrado na Fig.4.9. Deste modo não serão utilizadas fontes auxiliares após o isolamento que seriam necessárias no caso de se utilizar isoladores óticos(fotoacopladores).

Os interruptores com comando isolado permitem o uso de ponto comum entre o circuito de controle e a carga, não necessitando de isolamento para observar a tensão de saída.

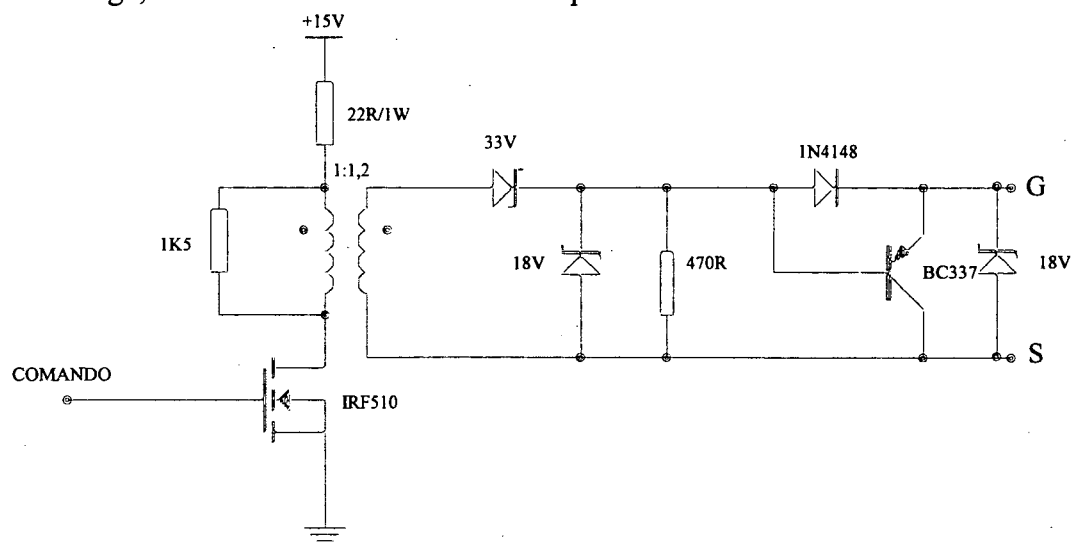


Fig.4.9 - Circuito driver dos MOSFETS

Transformador de pulso

Núcleo E-20/5

$N_1 = 40$ espiras

$N_2 = 50$ espiras

fios 27AWG

Este circuito comanda o MOSFET com nível de tensão gate-source de 15 V, que permite saturar o transistor adequadamente, e protege o gate contra tensões acima de 18 V, que poderiam danificar o componente.

Neste circuito, o transistor IRF510 pode ser substituído por outro da série BD, tornando o circuito bem mais econômico, sem trazer problemas para o seu funcionamento.

São utilizados quatro circuitos, um para cada interruptor do inversor e do cicloconversor.

4.4 - OPERAÇÃO SEM MODULAÇÃO

Estando implementados os circuitos de comando do conversor é possível analisar o seu funcionamento sem modulação, ou seja sem o circuito de controle.

A partir desta análise é possível comprovar o funcionamento do conversor e compará-lo com os resultados dos estudos teórico e por simulação realizados. Este procedimento de analisar o conversor funcionando sem modulação permite verificar possíveis problemas que o conversor venha a apresentar e que não tenham sido verificados no estudo teórico, visto que naquela etapa foram consideradas várias simplificações a fim de facilitar a análise. É possível em laboratório verificar a influência de elementos parasitas do circuito na operação do conversor e buscar soluções para possíveis problemas que venham a surgir. Além disso, a metodologia e os critérios de projeto desenvolvidos no capítulo 2 serão verificados.

Realizada esta primeira análise experimental será possível analisar o funcionamento do conversor operando com modulação.

A seguir são apresentados os primeiros resultados experimentais obtidos com o protótipo implementado.

As primeiras figuras mostram os sinais de comando gerados, a fim de validar os circuitos implementados. Em seguida são apresentadas as formas de onda obtidas no estágio de potência.

A Fig.4.10 mostra o sinal PWM de entrada do circuito de comando e a Fig.4.11 os sinais de comando dos interruptores S_1 e S_4 gerados com defasagem a partir do sinal PWM de entrada.

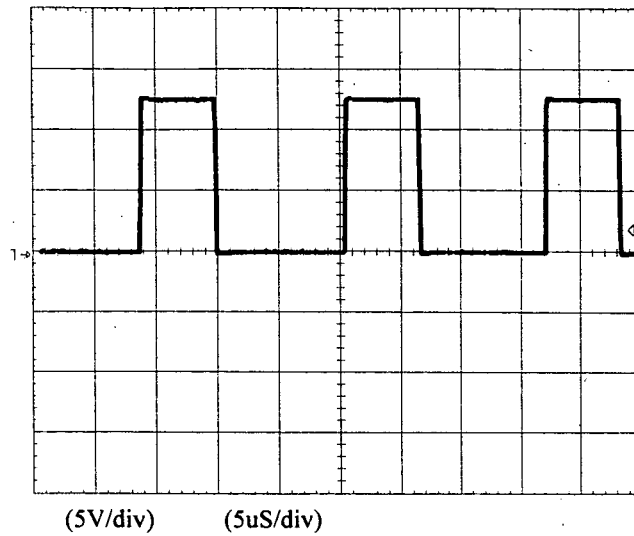


Fig.4.10 - Sinal PWM de entrada

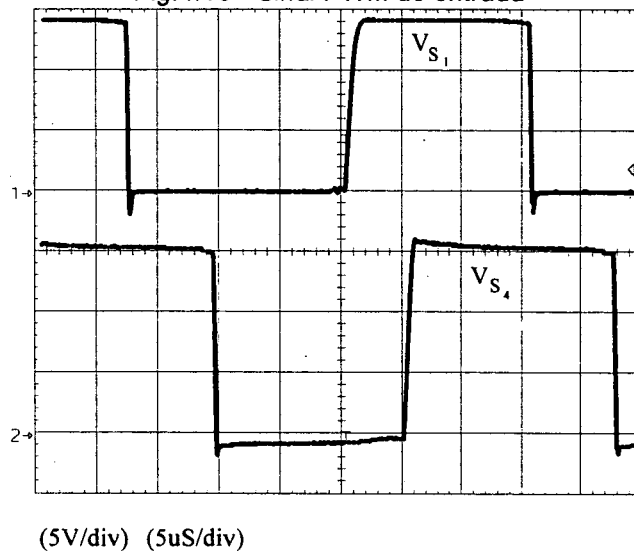
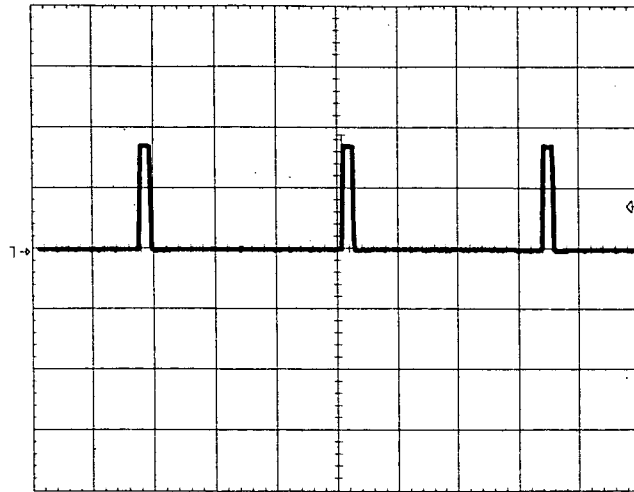


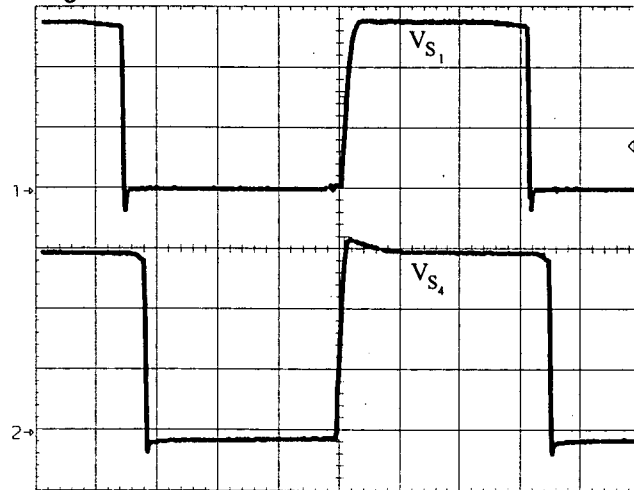
Fig.4.11 - Sinais de comando de S_1 e S_4 com $D=0,5$

As Fig.4.12 a 4.19 mostram os sinais de comando dos interruptores para diferentes defasagens e também para diferentes frequências de comutação, mostrando que o tempo morto entre os sinais de comando dos interruptores do inversor e o superposição entre os sinais de comando dos interruptores do cicloconversor são fixos, independentemente da defasagem ou da frequência de comutação. Estes resultados mostram que os circuitos de comando implementados realizam bem as funções para as quais foram projetados e podem ser utilizados mesmo com o conversor operando com modulação.



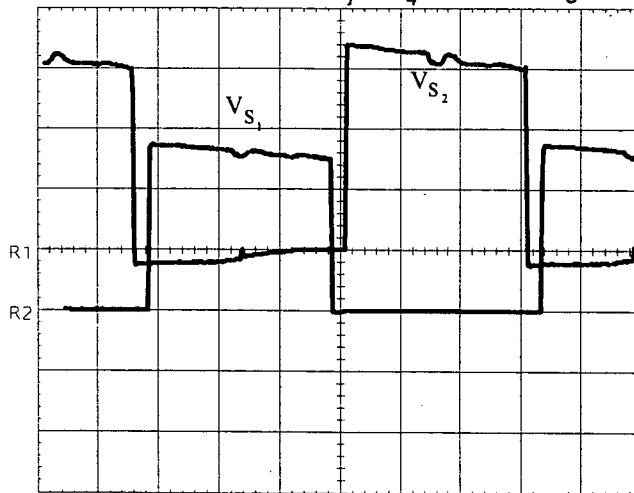
(5V/div) (5uS/div)

Fig.4.12 - Sinal PWM de entrada com D mínimo



(5V/div) (5uS/div)

Fig.4.13 - Sinais de comando de S_1 e S_4 com defasagem máxima



(5V/div) (5uS/div)

Fig.4.14 - Sinais de comando de S_1 e S_2 para $f_s = 30 \text{ KHz}$

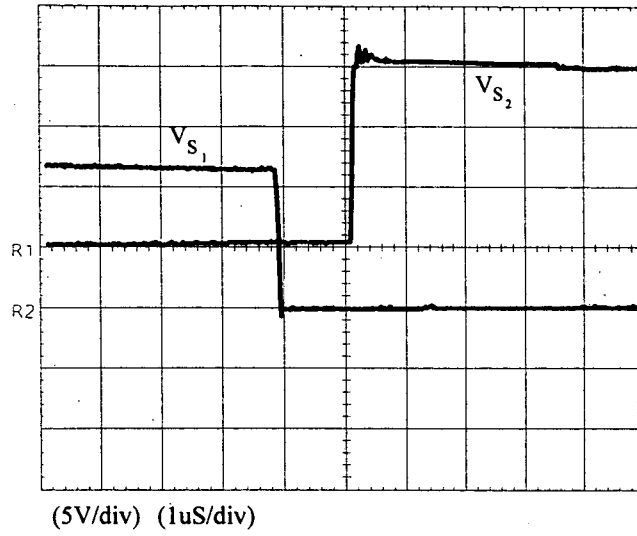


Fig.4.15 - Tempo morto entre S_1 e S_2 para $f_S = 30$ KHz

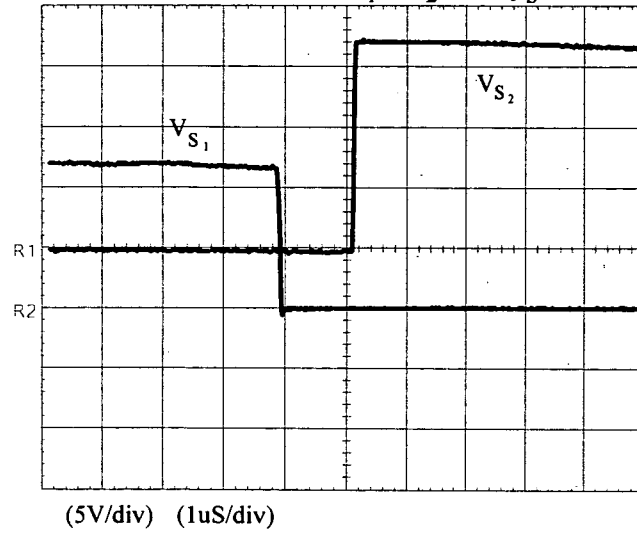


Fig.4.16 - Tempo morto entre S_1 e S_2 para $f_S = 20$ KHz

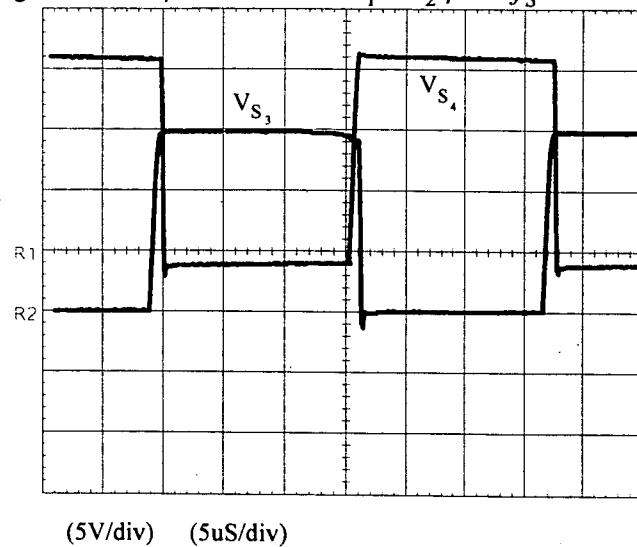


Fig.4.17 - Sinais de comando de S_3 e S_4 para $f_S = 30$ KHz

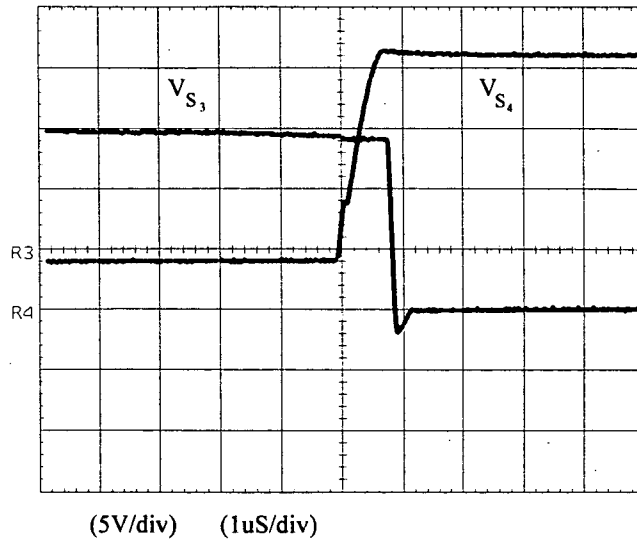


Fig.4.18 - Superposição do comando de S_3 e S_4 para $f_s = 30 \text{ KHz}$

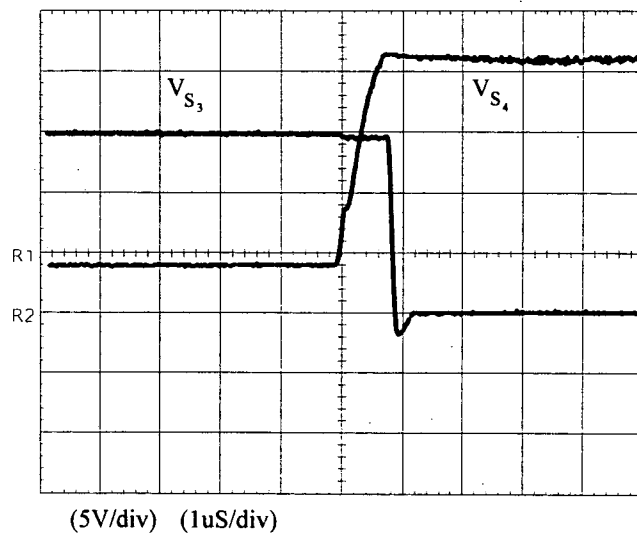


Fig.4.19 - Superposição do comando de S_3 e S_4 para $f_s = 20 \text{ KHz}$

As figuras a seguir mostram as principais formas de onda do conversor implementado.

Com

$$E = 12\text{V}$$

$$R = 100\Omega$$

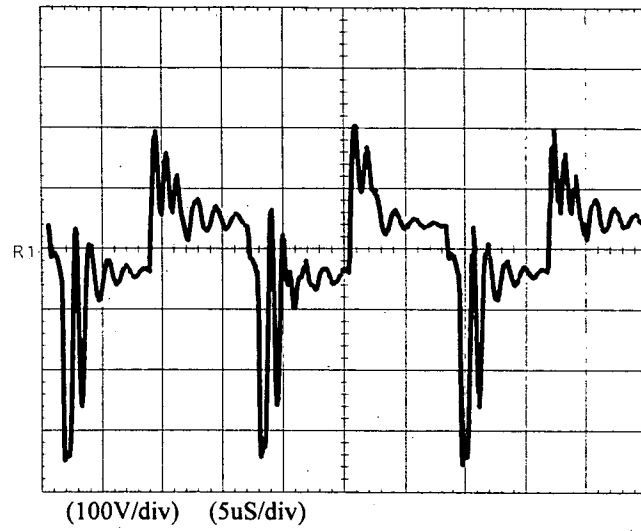


Fig.4.20 - Tensão V_{AB}

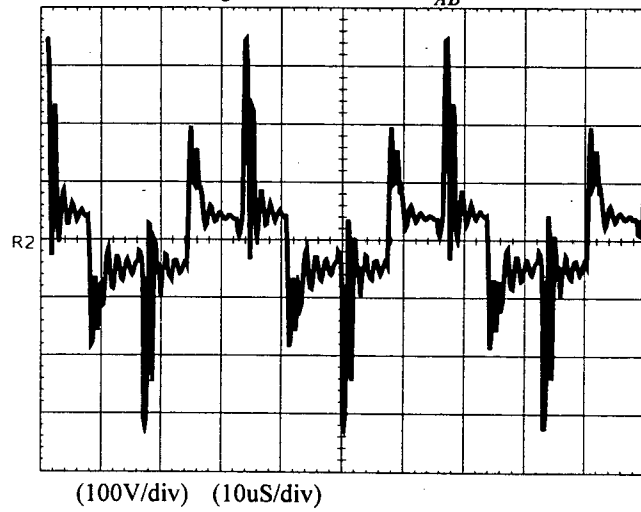


Fig.4.21 - Tensão no secundário do transformador

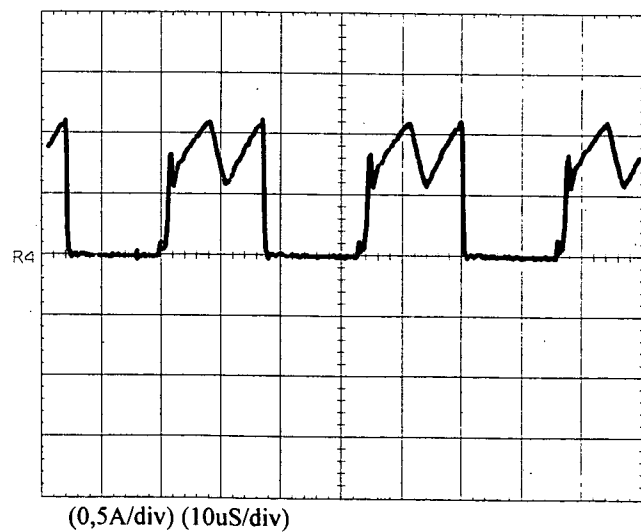


Fig.4.22 - Corrente no interruptor S_3

Os resultados obtidos com o conversor implementado mostram que os elementos parasitas do circuito influenciam principalmente as formas de onda de tensão. A corrente no interruptor S_3 está de acordo com os resultados de simulação. Porém a tensão V_{AB} e a tensão no transformador apresentam oscilações e picos que não aparecem na análise idealizada do conversor. Da análise de bancada e do estudo do circuito implementado pode-se atribuir estas deformações nas tensões do conversor principalmente à indutância de dispersão do transformador, associada às capacitâncias parasitas dos MOSFETS e diodos.

Com a utilização de dois indutores na saída e com a técnica de acavalar os sinais de comando dos interruptores S_3 e S_4 não existem problemas de sobretensões devido à interrupção de corrente neste indutores, já que estas correntes não são interrompidas.

Entretanto, a indutância de dispersão do transformador armazena energia, e quando acontece a abertura de um interruptor, seja do inversor ou do cicloconversor, a corrente nesta indutância é interrompida, gerando as sobretensões e oscilações verificadas no protótipo. Também contribuem para estes problemas as especificações segundo as quais o conversor foi projetado. Como a tensão de entrada é muito pequena, a relação de transformação do transformador precisa ser alta, para que se consiga a tensão mínima necessária para fornecer o valor eficaz de tensão especificado no projeto (110V). Isto faz com que o número de espiras dos enrolamentos secundários do transformador seja alto, acarretando alta indutância de dispersão.

Mesmo com estes problemas apresentados foi possível extrair potência do conversor e obter sua curva de rendimento, apresentada a seguir

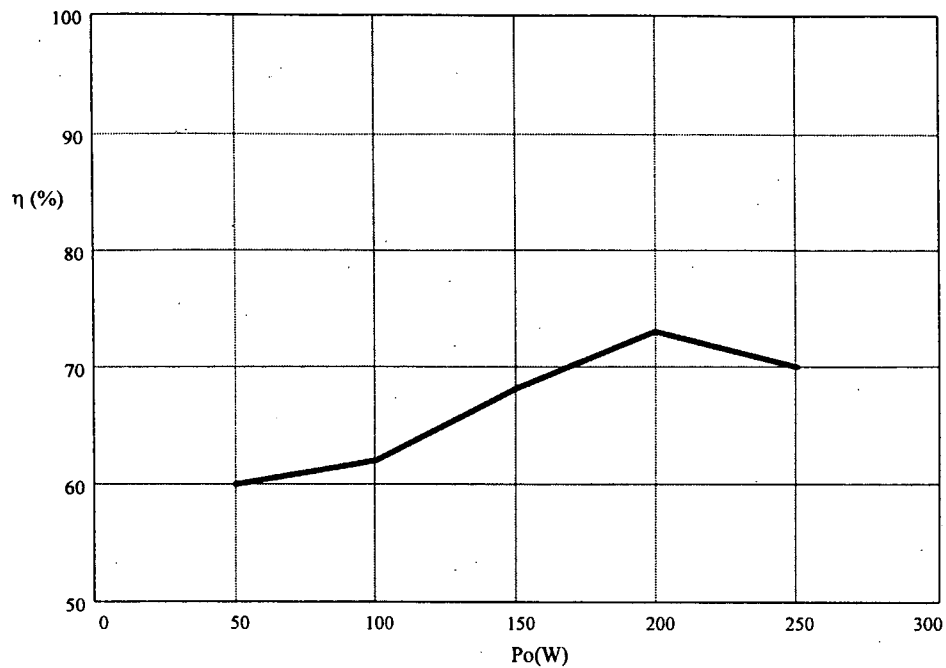


Fig. 4.23 - Curva de rendimento do primeiro protótipo.

Tendo sido verificado este problema, foram realizadas outras simulações do conversor, desta vez introduzindo elementos parasitas no circuito, principalmente indutâncias de dispersão do transformador.

Os resultados destas simulações são mostrados a seguir e estão de acordo com os resultados obtidos em laboratório, o que vem a confirmar a influência da indutância de dispersão do transformador nas formas de onda do conversor, principalmente nas tensões.

As figuras 4.24 e 4.25 mostram uma simulação do conversor introduzindo-se uma pequena indutância de dispersão no transformador, enquanto as figuras 4.25 e 4.26 mostram estes resultados com indutância de dispersão maior.

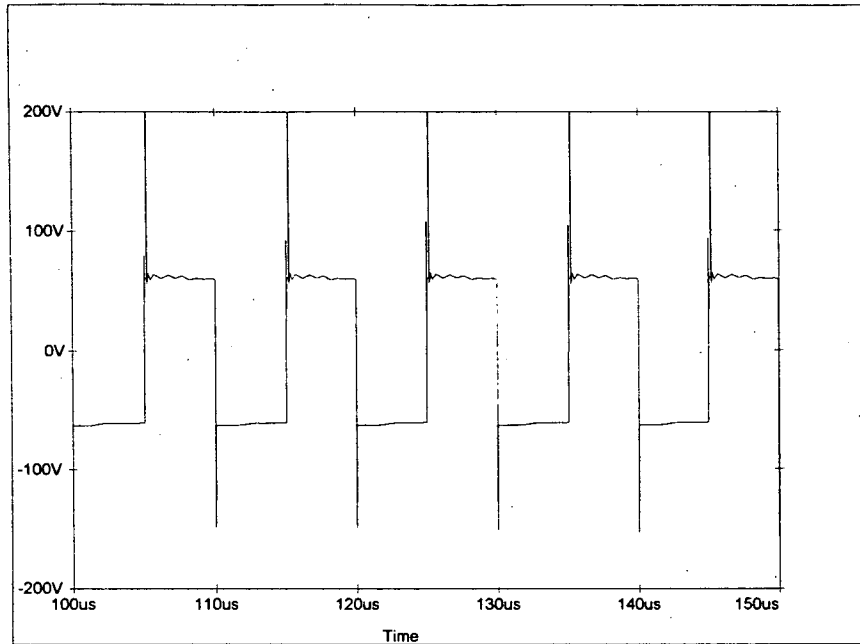


Fig.4.24 - SIMULAÇÃO 1 - Tensão V_{AB} com pequena dispersão no secundário do transformador
($l_d \cong 10\mu\text{H}$)

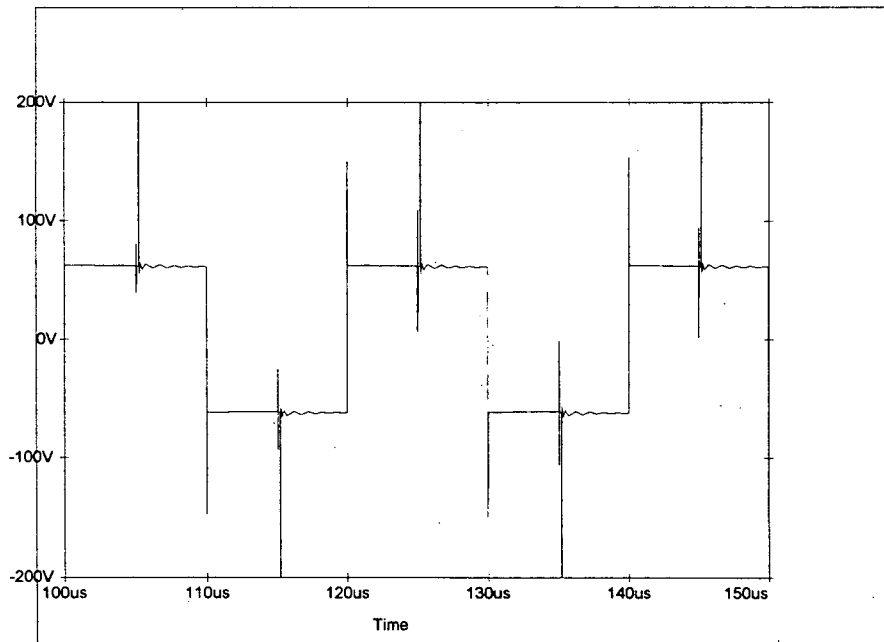


Fig.4.25 - SIMULAÇÃO 1 - Tensão no transformador com pequena dispersão no secundário ($l_d \cong 10\mu\text{H}$)

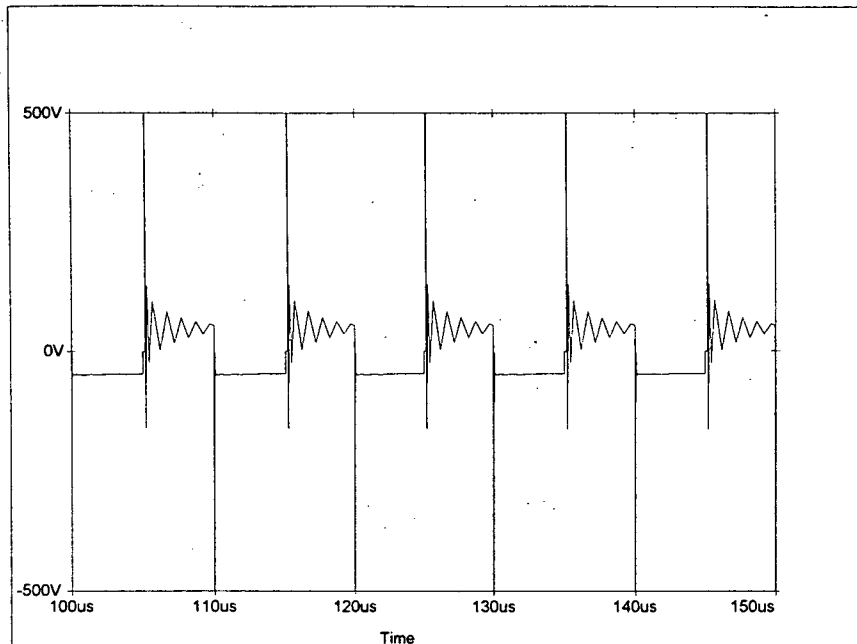


Fig.4.26 - SIMULAÇÃO 2 - Tensão V_{AB} com $L_d \cong 50\mu\text{H}$

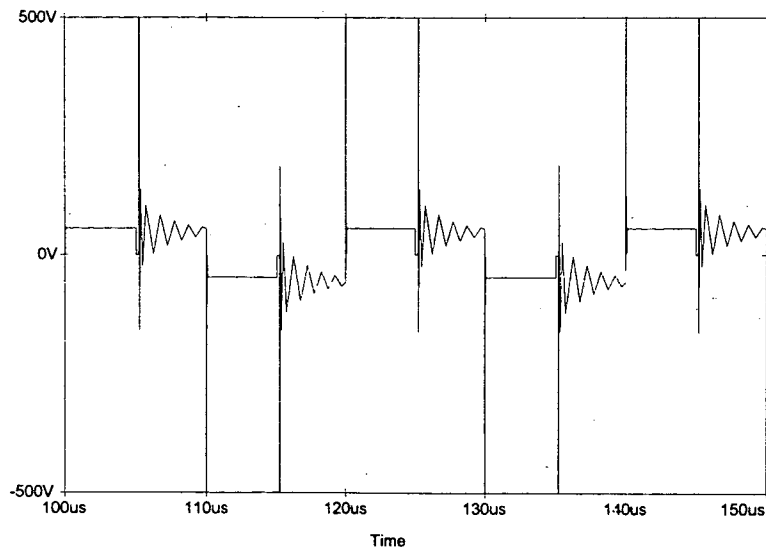


Fig.4.27 - SIMULAÇÃO 2 - Tensão no transformador com $L_d \cong 50\mu\text{H}$.

Estas simulações confirmam o que foi verificado em laboratório, ou seja, quanto maior a indutância de dispersão do transformador, mais degradadas ficam as formas de onda do conversor em relação ao seu funcionamento idealizado.

4.5 - NOVO PROTÓTIPO IMPLEMENTADO

Antes de se partir para a operação do conversor com modulação, optou-se por tentar melhorar os resultados até então obtidos.

Como as especificações do primeiro protótipo implementado agravavam os problemas com os elementos parasitas do circuito, decidiu-se trabalhar com tensão de entrada mais elevada, buscando-se trabalhar com um transformador melhor construído, de menor indutância de dispersão.

A mudança na tensão de entrada não afeta o funcionamento do estágio cicloconversor, podendo este ser mantido sem alterações. Entretanto o estágio inversor teve de ser redimensionado, pois os MOSFETS utilizados eram especificados para baixas tensões.

A metodologia de projeto utilizada foi a mesma desenvolvida no capítulo 2, pela qual o primeiro protótipo implementado foi projetado e repeti-la aqui não traria maiores contribuições a este trabalho.

O novo protótipo implementado aparece na Fig.4.27.

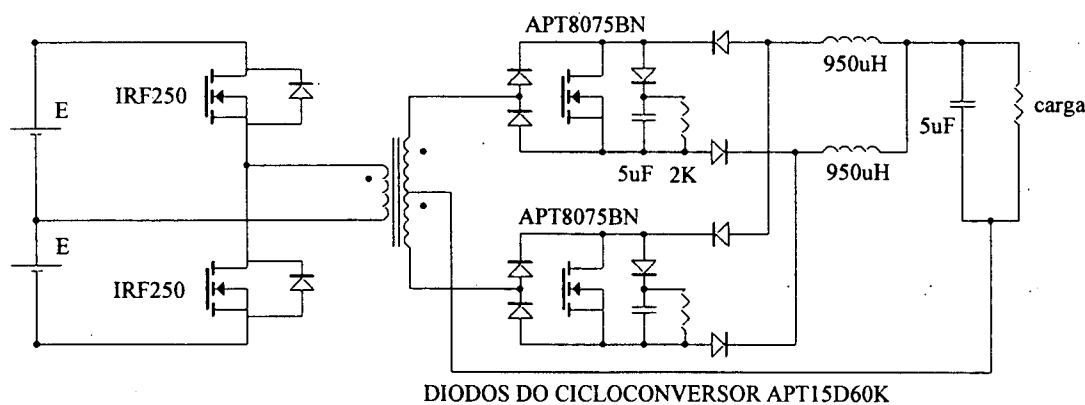


Fig. 4.28 - Segundo protótipo implementado

IRF250 - características

V_{DS} = máxima tensão Dreno-Source = 200V

I_D = máxima corrente média de Dreno = 30 A @ 25°C

R_{DSon} = resistência de condução = 0,085 Ω @ 25°C

Com este novo protótipo a tensão de entrada foi elevada para $E = 50V$. As demais especificações foram mantidas.

Foi utilizado um transformador com as seguintes características:

$$N_1 = 23 \text{ espiras}$$

$$N_2 = 74 \text{ espiras}$$

O enrolamento primário foi construído com 4 fios 20AWG e os enrolamentos secundários com 2 fios 20AWG cada.

A indutância de dispersão total refletida ao primário foi medida em aproximadamente $3\mu H$.

Com este protótipo foram obtidos os resultados apresentados a seguir.

Primeiramente são apresentadas formas de onda para o conversor operando com pequena carga ($R = 500\Omega$)

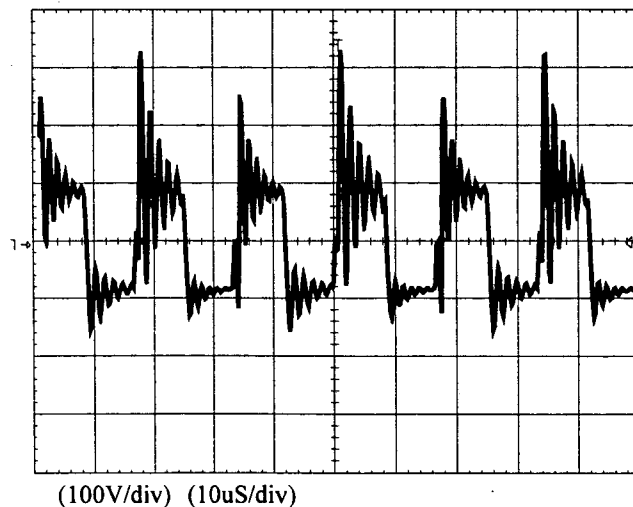


Fig.4.29 - Tensão V_{AB}

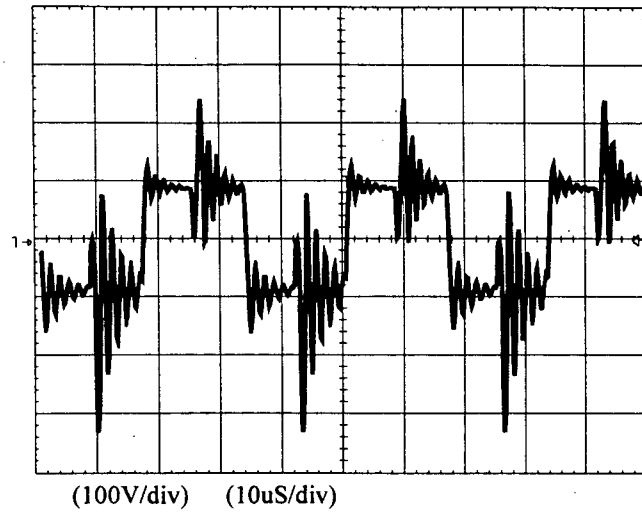


Fig.4.30 - Tensão no transformador

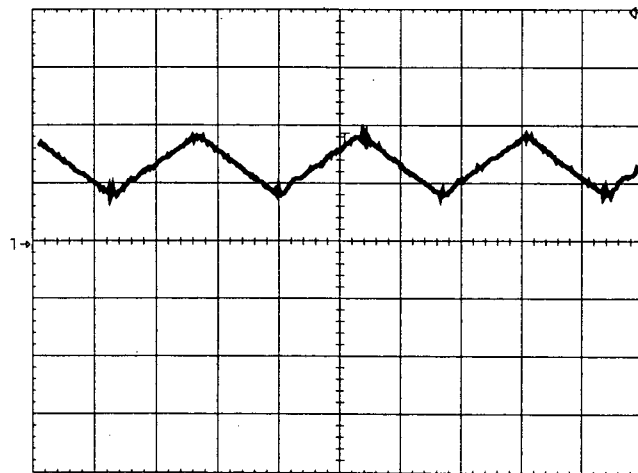


Fig.4.31 - Corrente em um indutor de saída

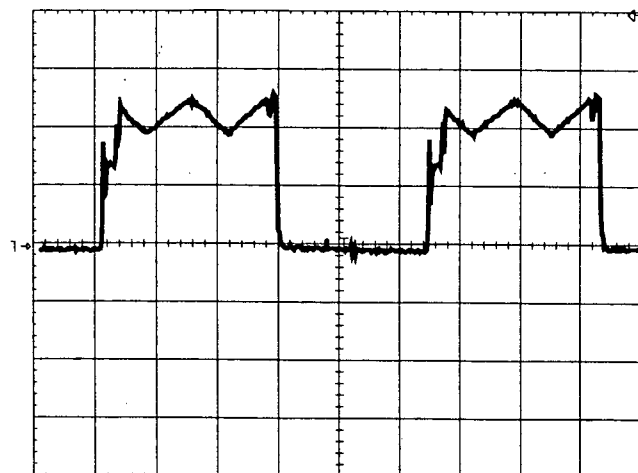


Fig.4.32 - Corrente no interruptor .

Estes resultados mostram que apesar de ainda existirem picos e oscilações nas formas de onda de tensão do conversor, estas estão mais próximas dos resultados esperados da análise teórica realizada.

As correntes nos indutores e nos interruptores apresentam-se de acordo com o esperado. Na corrente do interruptor S_3 apresentada na Fig.4.32 aparece um pequeno pico de corrente na entrada em condução. Este pico deve-se ao superposição dos sinais de comando de S_3 e S_4 .

As próximas aquisições mostram resultados para o conversor operando com potência de saída de 200W

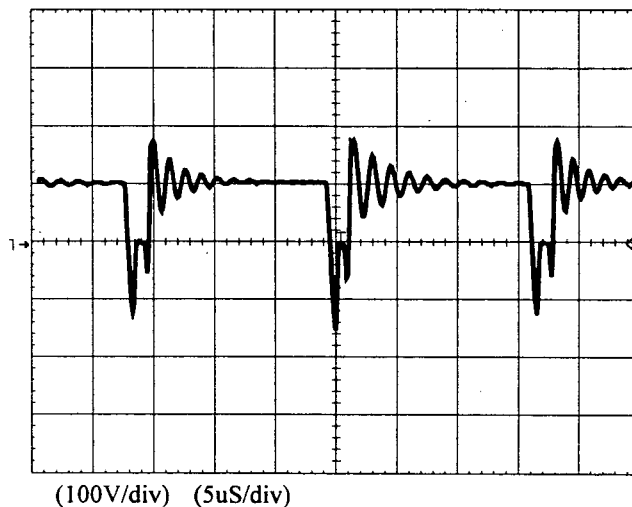


Fig.4.33 - Tensão V_{AB} para $P_0 = 200W$

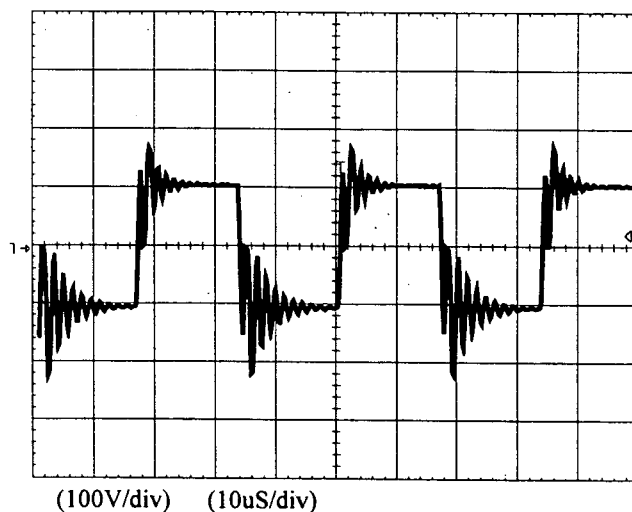


Fig.4.34 - Tensão no transformador para $P_0 = 200W$

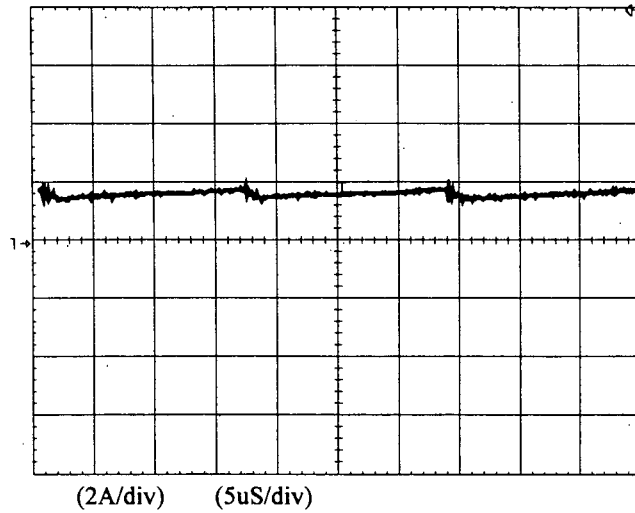


Fig.4.35 - Corrente no indutor de saída para $P_0 = 200W$

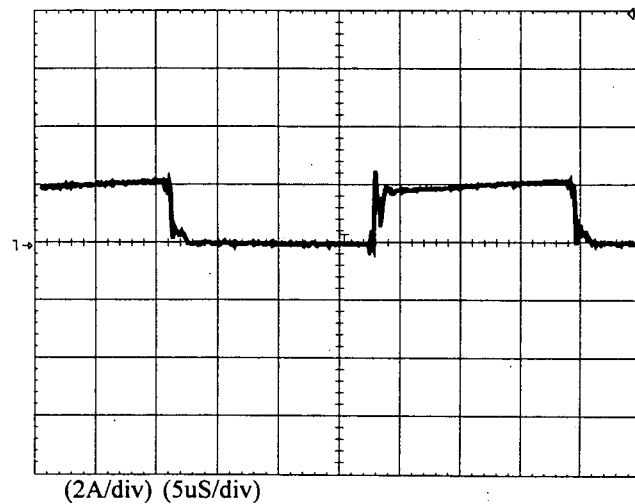


Fig.4.36 - Corrente no interruptor S_3 para $P_0 = 200W$

As aquisições apresentadas mostram que o conversor funciona bem com potência e que a redução dos elementos parasitas aproxima bastante os resultados experimentais da análise teórica e dos resultados de simulação.

Para estas condições de operação o conversor apresentou a seguinte curva de rendimento

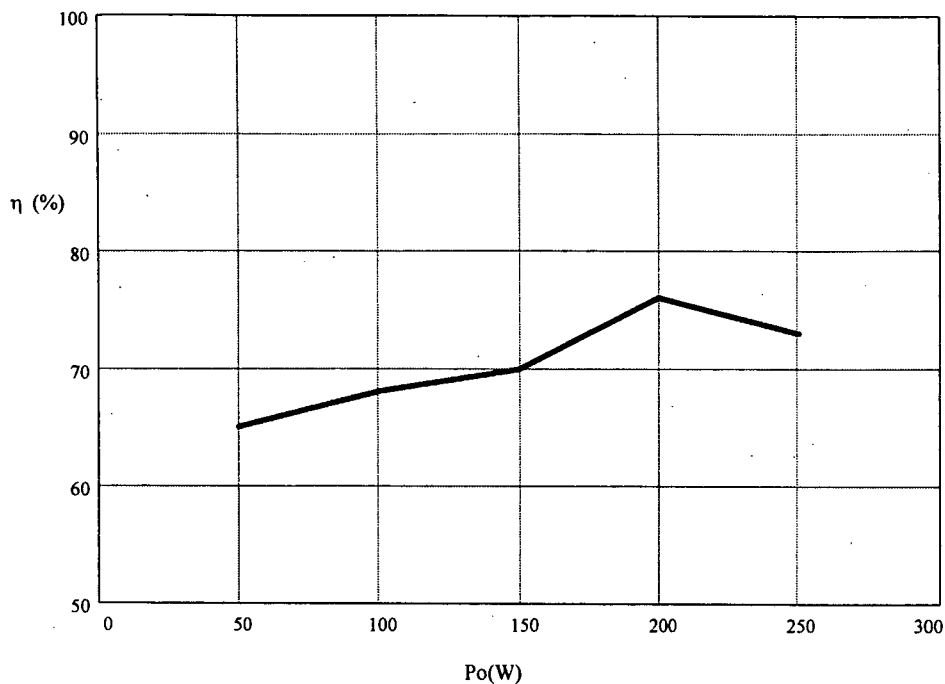


Fig.4.37 - Curva de rendimento

Pode-se concluir dos resultados obtidos até aqui que existem ainda algumas limitações tecnológicas que prejudicam o funcionamento adequado do conversor. Principalmente a indutância de dispersão do transformador.

Este problema se agrava com a diminuição da tensão de entrada, o que aumenta a relação de transformação do transformador.

As capacitâncias e indutâncias parasitas do circuito também contribuem para os problemas apresentados.

Com a evolução de componentes e principalmente com a utilização de melhores materiais e técnicas de construção de transformadores, o funcionamento do conversor estará mais próximo do ideal.

4.6 - CIRCUITO DE CONTROLE

A etapa final do trabalho consiste em utilizar a técnica de controle e modulação apresentada no capítulo 3, a fim de se obter uma tensão de saída senoidal, demonstrando o funcionamento do conversor com modulação.

Como foi dito no capítulo 3, não é objetivo deste trabalho desenvolver técnicas de controle e/ou modulação e sim utilizar trabalhos já desenvolvidos a fim de comprovar o princípio de funcionamento do conversor em estudo com modulação senoidal, validando sua aplicação em sistemas UPS. Maiores informações sobre as teorias e os circuitos de controle e modulação utilizados podem ser encontradas nas referências citadas.

O projeto do circuito de modulação e controle seguirá a metodologia apresentada no capítulo 3[5].

4.6.1 - PROJETO DO CIRCUITO DE CONTROLE

Primeiramente são colocados os parâmetros do circuito de potência.

$$L \cong 1\text{mH}$$

$$C \cong 5\mu\text{F}$$

$$R \cong 60\Omega$$

Com as equações (3.16), (3.17) e (3.18) calcula-se

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{\sqrt{1 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^{-6}}} \cong 14\text{Krad/S}$$

$$\zeta = \frac{1}{2 \cdot R} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{2 \cdot 60} \cdot \sqrt{\frac{1 \cdot 10^{-3}}{5 \cdot 10^{-6}}} \cong 0,117$$

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f_s = 2 \cdot \pi \cdot 30 \cdot 10^3 \cong 190\text{Krad/S}$$

Com uma amplitude da senóide do ciclo limite de 0,4 será adotada uma largura inicial para a faixa de histerese de

$$H_{\text{inicial}} = 0,38$$

Com estes dados, resolvendo-se as equações (3.11) e (3.12), obtém-se os parâmetros do controlador

$$K_p = 18$$

$$T_d = 6\mu\text{S}$$

Das equações (3.24), (3.25) e (3.26) encontra-se os valores de K_1 , K_2 e K_3 . Com estes parâmetros, na equação (3.23), calcula-se a largura da faixa de histerese quando a tensão de saída estiver em seu valor de pico

$$H_{\text{final}} = 0,1$$

Portanto, a faixa de histerese deverá variar entre os valores H_{inicial} e H_{final} , obtendo-se uma frequência constante para o sinal PWM, que vai gerar os sinais de comando para os interruptores do inversor e do cicloconversor.

4.6.2 - RESULTADOS OBTIDOS COM MODULAÇÃO

Para implementação do circuito de controle foi utilizada uma placa já existente no laboratório, resultado de um trabalho anterior[9]. Realizando-se alguns ajustes para adaptá-la aos parâmetros do conversor em estudo.

Porém, esta técnica de controle, da maneira como estava implementada, não se adaptou a este conversor. Foram encontrados diversos problemas, principalmente nos ajustes necessários à partida do conversor em malha fechada.

Foi verificado que a técnica da histerese variável tem uma característica muito particular de funcionar bem para o ponto de operação para o qual foi projetada. Entretanto, até que este ponto seja encontrado, o circuito de controle trabalha com erros muito grandes, fazendo com que o compensador sature. O resultado desta saturação é que o sinal de saída fica comutando na frequência da senóide de referência. Esta baixa frequência de comutação não se aplica ao conversor, principalmente com os circuitos driver implementados com transformador de pulso.

Isto não significa que a técnica da histerese variável não possa ser aplicada a outros conversores, como já foi demonstrado em trabalhos anteriores.

Estes problemas encontrados fizeram com que se buscasse uma outra opção de modulação para o conversor.

Paralelamente ao estudo deste conversor estava sendo realizado neste laboratório um trabalho a nível de técnica de controle e modulação de inversores de tensão[10] que apesar de não estar concluído possibilitou fazer com que o conversor funcionasse com modulação, comprovando o seu princípio e validando sua utilização.

Os resultados obtidos com esta técnica são apresentados a seguir.

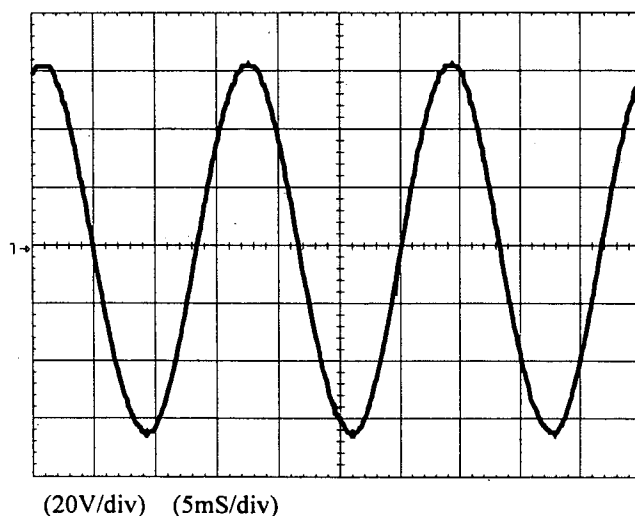


Fig. 4.38 - Tensão de saída com modulação, a vazio

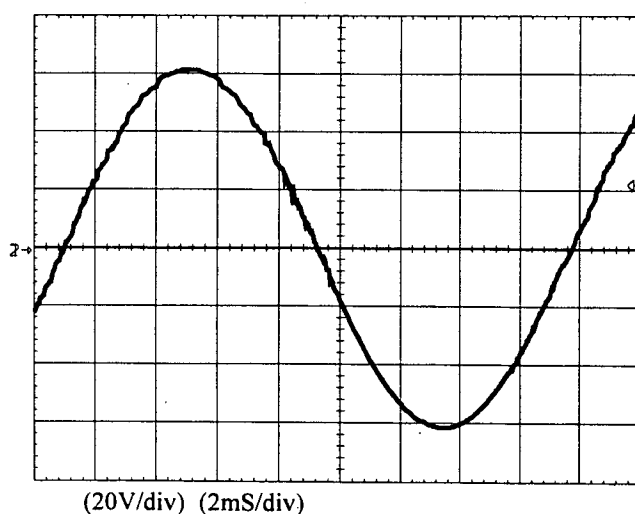


Fig.4.39 - Tensão de saída com modulação, 50 W

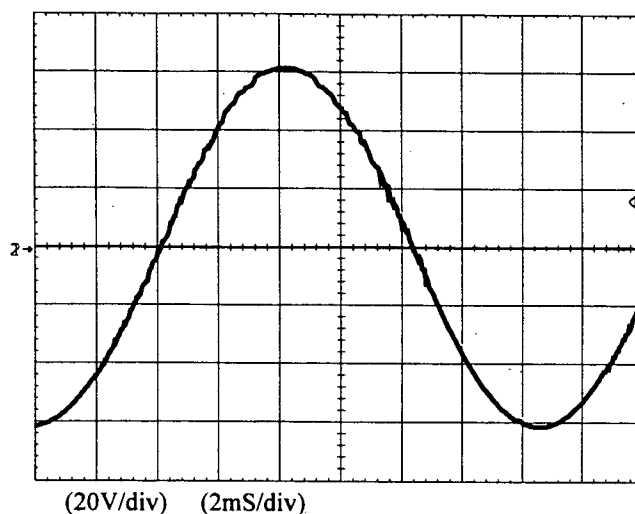


Fig.4.40 - Tensão de saída com modulação, 100W

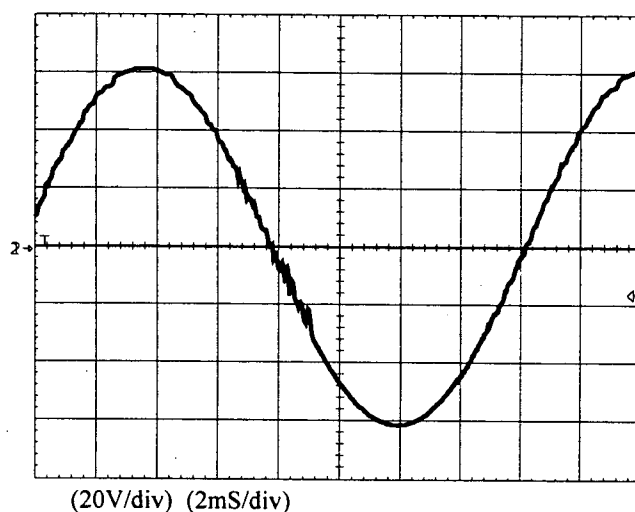


Fig.4.41 - Tensão de saída com modulação, 100W

É importante observar que não foi possível obter tensão nominal de saída, 156 V de pico, em função das condições em que foi realizado o ensaio.

A placa de controle disponível estava ajustada apenas para valores baixos da tensão de saída, não podendo ser reajustada pelo fato de estar sendo utilizada em outro protótipo.

Além disso, a frequência do sinal PWM desta placa de controle era de 30KHz, quando precisaria ser de 60KHz, em função da lógica de comando utilizada. Isto trouxe limitações para os circuitos driver dos MOSFETS, que utilizam transformadores de pulso.

Com uma placa de comando ajustada para os parâmetros do conversor será possível obter tensão de saída nominal e realizar ensaios com outros tipos de carga.

4.7 - CONCLUSÕES

Neste capítulo a metodologia de projeto do conversor desenvolvida no capítulo 2 foi verificada.

Um primeiro protótipo implementado apresentou problemas que não estavam previstos na análise teórica desenvolvida anteriormente. Isto em função de não idealidades que foram desconsideradas na análise teórica do conversor. Com este protótipo foram realizados estudos buscando-se soluções para os problemas apresentados, levando à implementação de um segundo protótipo.

Neste segundo protótipo os problemas apresentados pelo primeiro foram reduzidos, apesar de não terem sido eliminados.

Os ensaios realizados mostraram que este conversor terá sua aplicação facilitada quando os elementos parasitas do circuito forem eliminados ou pelo menos bastante reduzidos.

O principal problema para este conversor, como ficou demonstrado, é a indutância de dispersão do transformador. Se esta indutância de dispersão for eliminada do circuito, o funcionamento do conversor na prática fica bem próximo do teórico.

Finalmente, foi utilizada uma técnica de modulação que demonstrou o princípio do conversor fornecendo uma tensão de saída senoidal.

Pelo trabalho experimental realizado, pode-se concluir que este conversor tem aplicação em sistemas UPS de pequenas potência. Sua aplicação, entretanto, está limitada pelo fato das tensões de entrada destes equipamentos serem baixas.

Aumentando-se o número de baterias(E maior) esta estrutura mostra-se bastante interessante.

CONCLUSÃO GERAL

Neste trabalho foi apresentado o estudo de um conversor CC-CA que utiliza um transformador de alta frequência.

A partir de um estudo teórico, foram obtidas as características externas do conversor e foi desenvolvida uma metodologia de projeto que permite o dimensionamento de todos os componentes de maneira simples e direta.

Foram também apresentadas algumas propostas de modulação e controle possíveis para este conversor, mostrando-se as principais características de cada uma.

A fim de comprovar os resultados da análise teórica e de se obter maiores informações sobre o funcionamento do conversor, foram realizadas simulações em computador, cujos resultados são apresentados neste trabalho.

Visando validar o estudo teórico realizado e a metodologia de projeto desenvolvida, foi implementado em laboratório um protótipo do conversor.

Da análise experimental deste protótipo foi possível verificar o funcionamento do conversor e buscar soluções para os problemas apresentados, que levaram à implementação de um segundo protótipo, seguindo especificações diferentes daquelas do primeiro projeto.

Com este segundo protótipo implementado, foi possível obter-se melhores resultados e comprovar o funcionamento do conversor sem modulação.

Estes resultados mostraram que o conversor tem problemas de operação com pequenas tensões de entrada (12V).

Em relação às soluções clássicas adotadas na indústria, este conversor tem a vantagem de ser mais completo devido ao uso de um transformador de alta frequência, embora utilize um número bastante elevado de interruptores. Além disso, a operação por defasagem permite que todos os interruptores operem com razão cíclica constante, simplificando a implementação dos circuitos de comando.

Por fim, a fim de comprovar o funcionamento do conversor com modulação, foi aplicada uma técnica de controle e modulação que permitiu obter tensão de saída senoidal de 60 Hz.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] K. Harada, M. Sakamoto and M. Shoyama, "Phase controled DC-AC converter with high frequency switching", IEEE PESC conf. Rec., pp 13-19, 1987.
- [2] D.L.R. Vidor, "Estudo e realização de um conversor CC-CA com comutação suave utilizando um transformador de alta frequência", Dissertação de Mestrado, UFSC-SC/Brasil, 1993.
- [3] A.J.Perin and I.Barbi, "A new isolated half bridge soft switching pulse width modulated DC-DC converter", IEEE APEC Conf. Rec., pp 66-72, 1992.
- [4] P. Savary, M. Nakaoka and T. Maruhashi, "Novel type of high frequency link inverter for photovoltaic residential applications", IEE Proceedings, Vol. 133, number 4, July 1986.
- [5] V. T. Ranganathan, P. D. Ziogas and V. R. Stefanovic, "A DC-AC power conversion technique using twin resonant high frequency links", IEEE Transactions on Industry Application, Vol IA-19, number 3, pp. 393-400, May/June 1983.
- [6] J. C. Fagundes, E. V. Kassick and I. Barbi, "A PWM AC chopper without dead time and clamping circuit",
- [7] G. Gabiatti, "Estudo, desenvolvimento e implementação de um sistema de alimentação ininterrupta de energia", Dissertação de Mestrado, USFC-SC/Brasil, 1991.
- [8] J.J.C. Segala, "Estudo e modelagem de um inversor modulado por valores instantâneos de tensão", Dissertação de Mestrado, UFSC-SC/Brasil, 1993.
- [9] J. Oliveira, "Inversor de tensão com saída senoidal modulado por valores instantâneos de tensão utilizando histerese variável", Dissertação de Mestrado, UFSC-SC/Brasil, 1994.
- [10] N.J Batistela, " Inversor de tensão com saída senoidal controlado por Modo Deslizante com frequência fixa", Dissertação de Mestrado, UFSC-SC/Brasil, 1994.
- [11] H.L.Hey, " Estudo e realização de um conversor direto de frequência a MOSFET de potência", Dissertação de Mestrado, UFSC-SC/Brasil, 1987.

[12] A. Kawamura and R. Hoft, "instantaneous feedback controlled PWM inverter with adaptative hysteresis", IEEE Transactions on Industry Application, vol. IA-20, number 4, July/August, 1984.

[13] P.D. Ziogas, "The delta modulation technique in static PWM inverters", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol IA-17, number 2, March/April, 1981.

[14] C.F. Christiansen, M.I. Valla and C.H. Riveta, " A synchronization technique for static delta modulated PWM inverters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 35, number 4, November, 1988.

[15] Unitrode, "Power Supply Seminar", Lexington, 1986.

[16] I. Barbi, "Apostila de fontes chaveadas", Publicação interna, LAMEP-UFSC, 1990.